

GR. ANTONESCU ENEEA BARBU D. CIULIN V. TEODORESCU

RECEPTOARE RADIO

Manual pentru licee industriale cu profil de electrotehnică, anii IV, V,
școli de maiștri și de specializare postliceală

Ing. Gr. ANTONESCU Dr ing. ENEEA BARBU
Ing. D. CIULIN Ing. V TEODORESCU

RECEPTOARE RADIO

CONSTRUCȚIE ȘI DEPANARE

MANUAL PENTRU LICEE INDUSTRIALE
CU PROFIL DE ELECTROTEHNICĂ, ANII IV—V,
ȘCOLI DE MAIȘTRI ȘI DE SPECIALIZARE POSTLICEALĂ



EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ—BUCUREȘTI, 1977

Capitolul 1

TRANSMITEREA INFORMAȚIEI PRIN RADIO

Din cele mai vechi timpuri, oamenii au simțit nevoia transmiterii rapide a informației la distanță. Prin descoperirea undelor radio s-au putut realiza transmisii de mari cantități de informație la distanțe ce depășesc limita orizontului vizibil.

În funcție de natura informației și de modul ei de utilizare, aceasta se poate prezenta sub forma auditivă, vizuală, electrică etc.

Transmiterea informației la distanță se realizează prin intermediul unui *post de transmisie*, care prelucrează (modulează) informația sub o formă convenabilă propagării ei în spațiu, și a unuia (sau a mai multor) *posturi de recepție*, care prelucrează (demodulează) informația primită din spațiu sub o formă convenabilă utilizării.

Propagarea se realizează prin unde radio, ai căror parametri sînt variați (modulați) în ritmul informației de transmis. Undele radio se obțin cu ajutorul unor tensiuni și al unor curenți electrici prin utilizarea unei antene. Cu cît viteza de variație în timp a curenților electrici (deci frecvența lor) este mai mare, cu atît dimensiunile antenelor pot fi mai reduse.

În funcție de parametrul căruia i se variază mărimea în cursul modulației, se pot distinge: *modulație de amplitudine*, *modulație de frecvență*, *modulație de fază*, *modulație de cod*, *modulație de durată* etc. Pentru radiodifuziune și televiziune sînt utilizate în special modulația de amplitudine (*MA*) și modulația de frecvență (*MF*). În ultima vreme se utilizează și tipuri speciale de modulație (*MA* cu bandă laterală unică, modulație pe subpurtătoare etc.), în special pentru receptoarele stereo și televizoarele în culori, în scopul asigurării compatibilității (adică, spre exemplu, un receptor stereo să poată recepționa și transmisii monofonice, iar un receptor monofonic să poată recepționa — în monofonie, bineînțeles — și transmisii stereo).

În principiu, postul de emisie trebuie să dispună (fig. 1.1) de un oscilator *O* de radiofrecvență cu o frecvență fixă, care va genera în antenă unda purtătoare. Ieșirea acestui oscilator va fi cuplată la un etaj

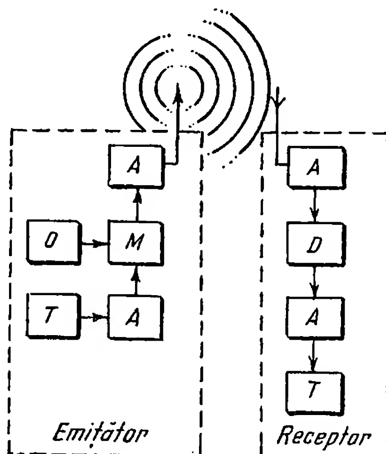


Fig. 1.1. Schema bloc a unui sistem de transmisie prin radio:
O — oscilator; *A* — amplificator; *M* — modulator; *D* — demodulator; *T* — traductor.

modulator M, care are ca scop modularea purtătoarei. Etajul modulator va primi deci un semnal modulator obținut prin intermediul unui amplificator, de la un traductor T, care transformă informația ce urmează a fi transmisă în semnale electrice. Ieșirea demodulatorului este eventual amplificată și apoi trecută în antenă pentru a se obține unde radio. Aceste unde se vor propaga pînă la antena postului de recepție, care le va transforma din nou în semnale electrice. În scopul obținerii informației transmise după o eventuală amplificare, semnalele modulate trebuie demodulate prin intermediul unui etaj detector D, apoi eventual reamplificate (A) și trecute printr-un traductor cu scopul transformării semnalelor electrice în semnale sub o formă corespunzătoare utilizării (acustice, optice etc.).

A. SEMNALE UTILIZATE ÎN RADIODIFUZIUNE

În vederea asigurării posibilității recepției oricărui post de emisie de radiodifuziune cu același aparat de radiorecepție, semnalele trebuie să se încadreze într-un standard dat. Pentru radiodifuziune semnalele MA (U_{MA}) vor fi de forma :

$$U_{MA} = U_0 \cos (2 \pi f_0 t + \varphi_0) \left[1 + \sum_{=1}^{n} m_i \cos (p_i t + \varphi_i) \right], \quad (1.1)$$

în care :

U_0 este amplitudinea purtătoarei ;
f_0 — frecvența purtătoarei ;
φ_0 — faza purtătoarei ;
m_i — indicele de modulație în amplitudine a semnalului ;
p_i — pulsația corespunzătoare informației ;
t — timpul ;
φ_i — faza corespunzătoare pulsației p_i ;
n — numărul frecvențelor de modulație.

Spectrul de frecvență ocupat de o asemenea tensiune modulată este simetric în raport cu purtătoarea și are o bandă B_{MA}

$$B_{MA} = \frac{2p_{max}}{2\pi} = 2f_{max}, \quad (1.2)$$

în care f_{max} este frecvența maximă de modulație (p_{max} este pulsația maximă de modulație).

Pentru astfel de semnale MA standardul prevede o bandă de numai 9 kHz, ceea ce revine la o frecvență maximă transmisă de 4,5 kHz. În realitate, stațiile de emisie emit într-o bandă mai largă, urmînd ca îngustarea benzii să se facă la recepție. La semnalele MA informația transmisiei se regăsește în fiecare bandă laterală. Frecvența purtătoare (f_0) nu transmite informația, dar are un rol important în procesul de demodulare. Pentru reducerea benzii spectrale ocupate și pentru mărirea puterii transmise în spectrul ce conține informație se utilizează un alt tip de semnal și anume : $MA - BLU$, care are o purtătoare cu nivel redus (1/5—1/10) din nivelul co-

respunzător purtătoarei MA) şi o singură bandă laterală. Pentru semnale $MA - BLU$ se poate scrie în cazul în care se păstrează banda laterală superioară :

$$U_{MA-BLU} = U_0 \sum_{i=1}^{n} m_i \cos [(2 \pi f_0 + p_i) t + \varphi_0 + \varphi_i]. \tag{1.3}$$

Semnalele $MA - BLU$ se utilizează în special în traficul radio. Banda aferentă pentru semnale morse este de cîţiva herţi, iar pentru legături fonice (voce) de circa 2 kHz.

Un alt tip de semnal utilizat în radiodifuziune, în special, deoarece permite transmiterea unei benzi largi de frecvenţe este semnalul modulat în frecvenţă U_{MF} :

$$U_{MF} = U_0 \cos \left\{ \left[\omega_0 + \sum_{i=1}^{n} \beta_i \cos (p_i t + \varphi_i) \right] t + \varphi_0 \right\} \tag{1.4}$$

în care β_1 este *indicele de modulaţie în frecvenţă a pulsaţiei* p_i şi este dat de relaţia :

$$\beta_i = \frac{\Delta f_0}{\frac{p_i}{2\pi}} = \frac{\Delta \omega_0}{p_i}. \tag{1.5}$$

Indicele specific de modulaţie va fi :

$$\beta_S = \frac{\Delta \omega_{max}}{\Delta p_{max}}. \tag{1.6}$$

Banda de frecvenţă B_{MF} ocupată de semnalul U_{MF} va fi :

$$B_{MF} \cong 2 (1 + \beta + \sqrt{\beta}) \frac{p_{max}}{2\pi}. \tag{1.7}$$

Standardele prevăd pentru semnalul cu MF o bandă de 300 kHz. Avantajul esenţial al modulaţiei de frecvenţă constă în aceea că restrîngerea benzii transmise nu conduce la restrîngerea benzii semnalului de modulaţie, ci la distorsionarea neliniară a acestuia. În consecinţă, o transmisie cu MF va avea distorsiuni de frecvenţă mult mai mici faţă de o transmisie cu MA.

Pentru recepţia stereofonică sînt utilizate mai multe tipuri de semnale, neexistînd încă o standardizare internaţională.

În scopul asigurării compatibilităţii şi a unei calităţi ridicate a transmisiei stereo, se utilizează MF pentru un semnal sumă (suma algebrică dintre semnalul corespunzător canalului din dreapta şi din stînga) cu o purtătoare auxiliară pentru semnalul diferenţă. Modularea purtătoarei auxiliare se face mai des în MA. Sînt însă şi sisteme la care purtătoarea auxiliară este cu MF.

Semnalele stereo cu purtătoare auxiliară modulată în MA sînt fie de tipul cu purtătoare auxiliară suprimată, fie de tipul cu modulaţie polară şi purtătoare auxiliară parţial suprimată. Purtătoarea auxiliară are frecvenţa de 38 kHz pentru ca spectrul generat să fie în afara benzii audio (0–15 kHz). Pentru refacerea purtătoarei suprimate, în scopul demodulării semnalului stereo, se utilizează un semnal pilot de 19 kHz ($2 \times 19 = 38$ kHz). Pentru refacerea purtătoarei suprimate parţial sînt utilizate filtre.

B. GAME DE LUNGIMI DE UNDĂ

Semnalele de *RF* sînt împărțite pe diverse game de frecvențe. Dintre aceste game pentru radiodifuziune sînt alocate următoarele: *unde lungi* (*UL*) cu limitele de bandă 150 — 300 kHz, *unde medii* (*UM*) cu limitele de bandă 500—1 650 kHz și *unde scurte* (*US*) cu limitele de bandă 6—25 MHz (gama de *US* poate avea și alte limite de undă la diverse tipuri de radioreceptoare, dar în general cu o extindere mai redusă decît 6 — 25 MHz).

Semnalele din aceste game de undă au *MA*. Pentru semnalele cu *MF* este alocată o gamă de *UUS*. Conform standardului OIRT valabil și în țara noastră, limitele de gamă pentru *UUS* sînt 64,5—73 MHz. Pentru standardul CCIR sînt 88 — 100 MHz, iar conform standardului american 80 — 100 MHz. Spațiile neocupate dintre gamele de undă alocate radiodifuziunii sînt desemnate altor scopuri (trafic militar, poștal, telefonic, aplicații industriale).

C. PERTURBAȚII

La antena de recepție ajung nu numai semnale utile (dorite), ci și semnale perturbatoare. Dacă semnalele perturbatoare au frecvența în banda de lucru a radioreceptorului, ele sînt recepționate împreună cu semnalele utile, conturbîndu-le.

Semnale perturbatoare există însă și în circuitele radioreceptorului. Exemple de asemenea semnale perturbatoare (zgomote) sînt: zgomotul de fluctuație termică, zgomotul de rețea etc. Dacă semnalul util induce în antenă o tensiune de *RF* comparabilă cu nivelul zgomotului de fluctuație termică, recepția semnalului util va fi puternic conturbată, fiind însoțită (sau chiar acoperită) de un fîșiit puternic. Amplificarea în continuare a semnalului conturbat cu zgomot nu mai este utilă, întrucît se recepționează zgomot.

Reducerea nivelului zgomotelor de agitație termică se face fie prin utilizarea unor amplificatoare cu amplificare mare și zgomot propriu redus, fie prin metode statistice de extragere (separare) a semnalului de zgomot (codare, filtraj, corelație, acumulare etc.).

D. PROPAGAREA

Semnalele de *RF* ajung în antena radioreceptorului datorită propagărilor în spațiu.

Suprafața de teren pe care poate fi recepționat în condiții acceptabile un post de emisie dat se numește *zonă de recepție*. Datorită proprietăților de reflexie și refracție a undelor, radiorecepția se poate face fie prin unde directe, fie prin unde reflectate (sau refractate). Mărimea zonelor de recepție precum și forma lor, depind de caracteristica de directivitate a antenei postului de emisie, de configurația terenului (dealuri, munți, platouri etc.), de puterea radiată de antenă și de lungimea de undă. Cu undele lungi se asigură recepția numai prin intermediul undei directe zi și noapte, pe zone întinse utilizînd însă puteri mari. Astfel, postul de radio Bod asigură aco-

perirea întregii ţări (sute de kilometri), incluzînd şi zona de munte, recepţia fiind sigură atît ziua cît şi noaptea. Undele medii asigură recepţii la distanţe mari (mii şi chiar zeci de mii de kilometri) numai noaptea, prin intermediul undelor reflectate. Ziua, recepţia se face prin unde directe la distanţe relativ mici (maximum sute de kilometri). Cu undele scurte se poate asigura recepţia prin undele reflectate la distanţe mai mari, chiar dacă se utilizează puteri reduse. Astfel, cu puteri de ordinul waţilor, se poate asigura recepţia în orice punct al globului dacă se alege judicios lungimea de undă şi dacă se ţine seamă de condiţiile de propagare.

Undele ultrascurte asigură în general recepţia în limita orizontului vizibil.

Prin utilizarea unor staţii releu de emisie-recepţie (retranslaţie) montate fie pe locuri mai înalte (vîrfuri de munte), fie pe sateliţi aparent mobili sau ficşi (sateliţii ficşi au o perioadă de revoluţie egală cu perioada de rotaţie a pămîntului) se poate obţine extinderea zonelor de recepţie pe întreg globul. Datorită dimensiunilor mari ale antenelor necesare pentru undele lungi şi medii, pe sateliţi se utilizează numai undele scurte sau ultrascurte.

Capitolul 2

CIRCUITE DE INTRARE ŞI ANTENE DE RECEPŢIE

A. ANTENE DE RECEPŢIE

Antenele de recepţie au rolul captării energiei undelor de *RF* din spaţiu. O antenă poate fi considerată în consecinţă ca un generator de *RF* cu o anumită impedanţă internă. Tensiunea electromotoare dată de acest generator echivalent depinde de tipul antenei şi de intensitatea cîmpului de

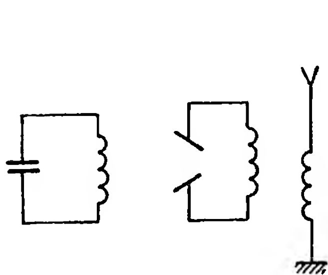


Fig. 2.1. Modul de obţinere a unei antene capacitive prin deschiderea unui circuit acordat.

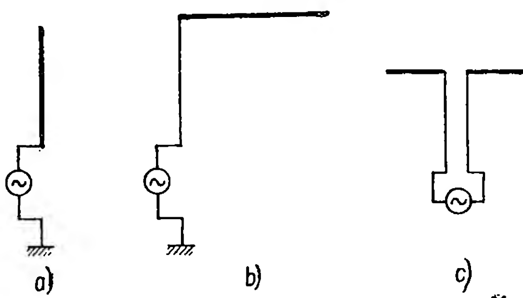


Fig. 2.2. Tipuri de antene capacitive:
— antenă verticală; *b* — antenă în Γ (cu capacitate terminală); *c* — antenă simetrică.

RF care ajunge la antenă. Antenele de recepţie pot fi considerate ca un circuit acordat deschis. „Deschiderea" circuitului se poate face „deschizînd" capacitatea ca în figura 2.1 şi în acest caz antena va fi de *tip capacitiv*—sau din contră „deschizînd" inductanţa, în care caz antena va fi *de tip inductiv.*

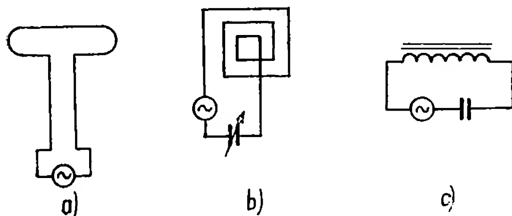


Fig. 2.3. Tipuri de antene inductive:
a — buclă; *b* — cadru; *c* — antenă pe ferită.

Antenele capacitive sînt antene verticale asimetrice (de tip vergea) (fig. 2.2, *a*, *b*) sau simetrice, ca în figura 2.2, *c*. Antenele inductive sînt antenele de tip buclă (fig. 2.3, *a*), cadru (fig. 2.3, *b*) sau antene pe ferită (fig. 2.3, *c*).

În cazul antenelor capacitive acordul circuitului de antenă nu poate fi lesne modificat, astfel încît în aceste cazuri circuitul de antenă va fi acordat pe o frecvență fixă. În cazul antenelor inductive de tip cadru sau cu ferită, inductanța antenei face parte chiar din circuitul acordat al radioreceptorului, astfel încît circuitul antenei este mereu acordat pe frecvența recepționată. Datorită acestui fapt antenele de tip cadru sau pe ferită nu prezintă în serie cu generatorul echivalent de t.e.m. decît o rezistență (rezistența de radiație). Celelalte antene vor prezenta însă o impedanță, care diferă de la o antenă la alta.

Pentru gamele de *UL*, *UM*, *US* sînt utilizate în general pentru recepție antene neacordate (aperiodice) asimetrice. Pentru gama de *UUS* sînt utilizate, în general, antene acordate, simetrice.

Dacă circuitul de intrare din radioreceptor este simetric, iar antena utilizată asimetrică (sau dacă antena este asimetrică și circuitul de intrare simetric) pentru cuplarea antenei la radioreceptor sînt necesare circuite de simetrizare și adaptare.

Înălțimea efectivă h_{ef} a unei antene capacitive este dată de relația :

$$h_{ef} = \frac{E_A}{\mathcal{E}},$$

unde E_A este t.e.m. de *RF* dată de antenă ;
$\mathcal{E}$ — intensitatea cîmpului de *RF* în care este plasată antena.

Înălțimea efectivă a unei antene verticale sub formă de vergea depinde de înălțimea fizică h a vergelei și este egală cu jumătate din aceasta, adică :

$$h_{ef} = \frac{h}{2}.$$

Dacă antena are și o porțiune orizontală (antene în Γ), această porțiune conduce la mărirea capacității terminale a antenei și deci la modificarea distribuției curenților și tensiunilor în antenă în sensul măririi înălțimii h_{ef}

Pentru o porțiune orizontală infinită se obține $h_{ef} = h$.

Antenele inductive de tip cadru generează o t.e.m. care depinde de cîmpul magnetic H de *RF*, de dimensiunile cadrului și de factorul de calitate al bobinei cadrului. La creșterea dimensiunilor cadrului și a factorului de calitate crește și t.e.m. generată.

Mărirea eficacității antenei cadru se face introducînd un miez de ferită. În acest caz concentrarea liniilor de forță ale cîmpului H datorită permeabilității μ a feritei permite micșorarea dimensiunilor antenei, păstrînd totuși o eficacitate ridicată. Se poate deci observa că eficacitatea acestor antene depinde de produsul μQ.

Datorită modului lor de construcție antenele mai au și proprietăți de directivitate, adică generează t.e.m. de valori diferite, în funcție de poziția în spațiu a antenei și a postului de emisie generator a cîmpului de *RF*.

În cazul diagramei de directivitate interesează doar modul cum variază t.e.m. generată în funcție de unghiul dintre o direcție dată a antenei și postul de emisie, considerîndu-se intensitatea cîmpului de *RF* aceeași, indiferent de direcție. Diagrama de directivitate se obține unind vîrfurile vectorului tensiune electromotoare generată de antenă. Dacă această curbă reprezentativă este un cerc, se spune că antena are o caracteristică omnidirecțională (valoarea t.e.m. pentru orice direcție a postului emițător este aceeași).

O asemenea antenă nu este directivă. În general antenele au proprietăți directive. Astfel, o antenă de ferită are o caracteristică de directivitate bidirecțională (în formă de 8). Buclele caracteristicii de directivitate se numesc *lobi*. Unele caracteristici de directivitate au lobi diferiți ca dimensiuni. Lobul cel mai mare se numește *lob principal*. Directivitatea unei antene se poate aprecia după unghiul de deschidere a lobului principal. Cu cît acest unghi va fi mai mic cu atît antena va fi mai directivă. Unghiul de deschidere a lobului principal se obține ducînd la bucla lobului tangentele din origine (din punctul în care se află plasată antena).

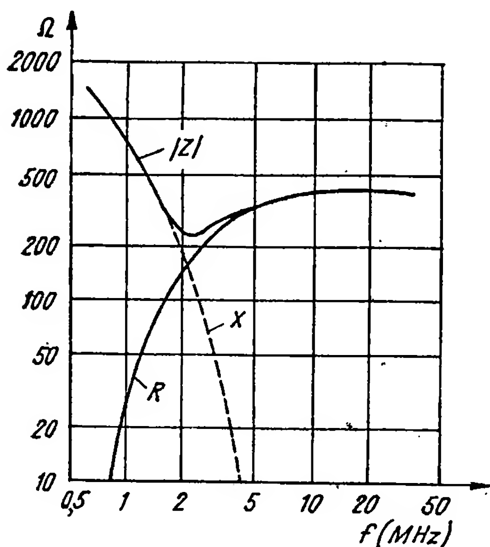


Fig. 2.4. Variația cu frecvența a rezistenței și reactanței antenei artificiale standard.

Diversitatea mare de tipuri de antene conduce în mod implicit la necesitatea unor circuite de intrare în radioreceptor, specifice fiecărui tip de antenă. Deoarece parametrii unei antene depind nu numai de tipul, ci și de modul de construcție și de dimensiunile antenei, este necesară adoptarea unei antene „standardizate". În acest mod se dispune de un criteriu de apreciere a sensibilității radioreceptoarelor. Pentru antene de tip capacitiv s-a ales ca antenă standard antena cu $h_{ef} = 4$ m, iar pentru antene de tip inductiv, antena de tip dipol îndoit cu $Z_i = 300\ \Omega$.

Pentru fiecare tip de antenă standardizată corespunde o anumită impedanță a circuitului echivalent. În figurile 13.3, 13.4, 13.5, 13.6 se indică schemele echivalente ale acestor impedanțe pentru diversele tipuri de antene, iar în figura 2.4 modul de variație a rezistenței și reactanței unei antene artificiale standard cu frecvența.

Cunoscînd impedanța și t.e.m. dată de antena standardizată, se pot determina atît sensibilitatea radioreceptorului, cît și condițiile în care adaptarea antenei la receptor conduce la performanțe optime.

B. CIRCUITE DE INTRARE

1. GENERALITĂȚI

Circuitele de intrare trebuie să asigure cuplajul cu antena în asemenea condiții încît variația impedanței antenei (spre exemplu datorate faptului că vîntul mișcă antena și că schimbă în consecință capacitatea ei față de pămînt) să aibă o influență neglijabilă asupra frecvenței centrale și a benzii de trecere a acestor circuite. Circuitele de intrare trebuie să asigure o anumită bandă de trecere pentru a atenua suficient frecvența imagine și pentru a nu

introduce distorsiuni de frecvenţă în *MA* sau de neliniaritate în *MF* prin atenuarea benzilor laterale ale semnalului recepţionat.

Frecvenţa centrală a acestor circuite trebuie să poată fi variată comod. De asemenea, circuitele de intrare trebuie să asigure fie un cîştig în tensiune, în cazul radioreceptoarelor echipate cu tuburi la frecvenţe radio coborîte (gamele de *UL*, *UM*, *US*), datorită faptului că în acest caz impedanţa de sarcină a circuitului de intrare (spaţiul grilă-catod) este foarte mare (de ordinul sutelor de megaohmi), fie adaptarea de putere, în cazul radioreceptoarelor tranzistorizate sau în gama de *UUS*, deoarece în acest caz impedanţa de sarcină a circuitelor de intrare este redusă (de ordinul kiloohmilor). Circuitele de intrare pot fi simple (prin utilizarea unui singur circuit acordat) sau cu filtru de bandă. Pentru frecvenţe radio coborîte circuitele de intrare simple se pot clasifica după modul de cuplaj cu antena. Se cunosc circuite de intrare cuplate direct, cu cuplaj prin capacitate la capătul cald, cu cuplaj prin capacitate la capătul rece, cu cuplaj prin inductanţă cu priză, cu cuplaj prin inductanţă mutuală, cu cuplaj mixt (şi capacitiv şi inductiv) şi circuite de intrare cu antenă de ferită sau cadru.

În ultima vreme receptoarele sînt echipate din ce în ce mai mult cu circuite de intrare capabile să funcţioneze cu orice tip de antenă.

2. CIRCUITUL DE INTRARE CU CUPLAJ DIRECT

Acest circuit se utilizează numai la radioreceptoarele foarte simple, spre exemplu la radioreceptorul cu simplă detecţie (fig. 2.5). Condensatorul C are o valoare suficient de mare pentru a permite trecerea semnalelor de *RF* neatenuate. Considerînd circuitul acordat ca avînd impedanţa Z_0 la acord, rezultă :

$$X_c \ll Z_0 \text{ sau } \frac{1}{\omega_0 C} \ll \frac{Q}{C\omega_0} = QL\omega_0, \quad (2.1)$$

relaţie din care se poate deduce :

$$C \gg \frac{C_v}{Q} \text{ sau } C \gg \frac{C_{v\,max}}{Q}, \quad (2.2)$$

unde :

$$Q = \frac{L\omega}{r} = \frac{1}{C_v \omega r}.$$

În această relaţie Q este valoarea factorului de calitate al circuitului de sarcină. Presupunînd că intrarea în radioreceptor prezintă o impedanţă foarte mare (capacitatea de intrare se consideră ca făcînd parte din circuitul acordat), factorul de calitate al circuitului acordat LC_v în absenţa conectării antenei va fi Q_0 (Q-ul propriu al circuitului). În general Q_0 are valori între 50 şi 280. În momentul conectării antenei, dacă $Z_A = R_A + jX_A$ este impedanţa antenei, schema echivalentă a circuitului de intrare va fi ca în figura 2.6. Ţinînd seamă de relaţia (2.2) se vede că se poate neglija influenţa capacităţii C. Se poate neglija de asemenea şi

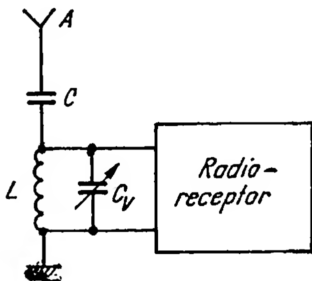


Fig. 2.5. Circuit de intrare cu cuplaj direct.

impedanţa de intrare a radioreceptorului, dacă aceasta este mare comparativ cu impedanţa circuitului acordat.

Datorită conectării antenei, frecvenţa de acord şi Q-ul circuitului LC_V se vor modifica. Aplicînd teorema lui Northon se poate trece de la schema din figura 2.6 la schema din figura 2.7, în care $I = \frac{E}{Z_A}$. Pentru a putea trece la forma unui circuit acordat paralel obişnuit, se înlocuieşte grupul R_A şi X_A serie cu grupul echivalent paralel (R_{Ap} şi X_{Ap}).

În calcule Z_A se va considera ca fiind impedanţa echivalentă a antenei standard, a cărei schemă echivalentă este dată în figura 15.3. Această schemă

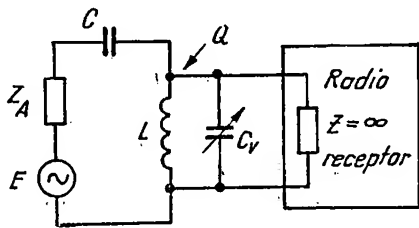


Fig. 2.6. Schema echivalentă a circuitului din figura 2.4.

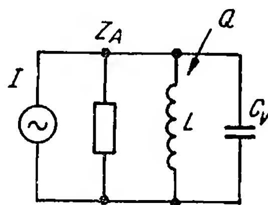


Fig. 2.7. Schema echivalentă a circuitului din figura 2.5.

poate fi utilizată pentru toate lungimile de undă cuprinse între 2 000 şi 10 m. Variaţiile elementelor Z_A, R_A şi X_A în funcţie de frecvenţă pot fi urmărite în graficul din figura 2.4. Se observă că pentru frecvenţe pînă aproape de 2 MHz se poate considera $\frac{X_A}{R_A}$ mare. În consecinţă, pentru aceste frecvenţe se poate scrie :

$$C_T = C_v + C_A \tag{2.3}$$

$$Q' = \frac{L}{r + \frac{L^2\omega^2}{R_{Ap}}} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_0}{R_{Ap}}} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_0}{X_A^2} R_A} \tag{2.4}$$

în care Q' este factorul de calitate al circuitului acordat LC_v cu antena conectată. Din relaţia (2.4) se poate observa că circuitul acordat LC_v la conectarea antenei se va dezacorda de la frecvenţa f_0 la o altă frecvenţă f_1 dată de relaţia :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\,(C_v + C_A)}} \cdot \tag{2.5}$$

Se observă de asemenea că la cuplarea antenei apare şi o reducere considerabilă a factorului de calitate, ceea ce micşorează selectivitatea acestui circuit. Din aceste motive circuitul de intrare cu cuplaj direct nu este întrebuinţat decît la radioreceptoarele foarte simple. Circuitul cu cuplaj direct nu are nici cîştig în tensiune. Astfel, în cazul circuitului cu cuplaj direct

$$K_A = \frac{U_{intrare\ in\ radioreceptor}}{U_{antenă-pămînt}}$$

este evident 1.

Dacă circuitul cu cuplaj direct este utilizat la un radioreceptor la care impedanţa de intrare este finită (spre exemplu la un radioreceptor cu simplă detecţie) se impune să existe o adaptare de putere cu această rezistenţă. Condiţiile adaptării de putere (transferului maxim de putere) sînt : acordul circuitului pe frecvenţa f_0 şi egalitatea rezistenţei antenei (a generatorului) cu rezistenţa echivalentă de sarcină (a radioreceptorului). În cazul unei bune adaptări pe sarcină se va obţine jumătate din tensiunea de *RF* în gol a antenei. Circuitul de intrare cu cuplaj direct poate fi şi serie, ca în figura 2.8.

3. CIRCUITUL DE INTRARE CU CAPACITATE LA CAPĂTUL CALD

Acest circuit (fig. 2.8) nu se deosebeşte ca schemă de circuitul cu cuplaj direct, singura diferenţă constînd în valoarea capacităţii de cuplaj cu antena C care în acest caz are o valoare mică faţă de condensatorul C_v în scopul

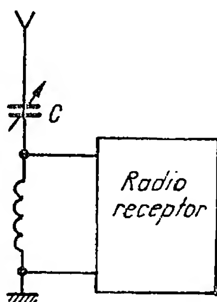


Fig. 2.8. O altă variantă a circuitului de intrare cu cuplaj direct (cu circuit acordat serie).

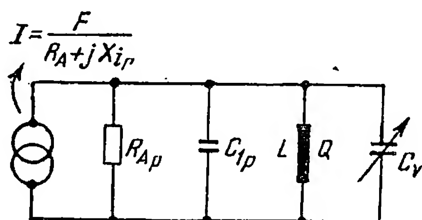


Fig. 2.9. Schema echivalentă a circuitului din figura 2.8.

micşorării cuplajului cu antena (C = 25 pF). În acest mod cuplajul cu antena scade mult, scăzînd totodată şi influenţa parametrilor antenei asupra circuitului de intrare. Cu unele neglijări şi utilizînd relaţiile de trecere a elementelor *RC* sau *LR* din serie în paralel se obţine schema echivalentă din figura 2.9, în care :

$$R_{AP} = \frac{R_A^2 + \dfrac{1}{\omega^2\left[\dfrac{CC_A}{C+C_A}\right]^2}}{R_A} \cong \frac{1}{\omega^2 \dfrac{CC_A}{C+C_A} R_A} \qquad (2.6)$$

$$\frac{1}{\omega C_{1p}} = \frac{R_A^2 + \dfrac{1}{\omega^2\left[\dfrac{CC_A}{C+C_A}\right]^2}}{\dfrac{1}{\omega \dfrac{CC_A}{C+C_A}}} \cong R^2\,\omega\,\frac{CC_A}{C+C_A} \qquad (2.7)$$

Schema din figura 2.9 permite calculul dezacordului relativ $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ introdus la cuplarea antenei :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta C}{C} = \frac{1}{2} \frac{C_{1p}}{C_{1p} + C_v}, \tag{2.8}$$

a variației factorului de calitate Q la cuplarea antenei :

$$Q' = \frac{Q_0}{1 + \frac{Z_0}{R_{Ap}}} = \frac{Q_0}{1 + \frac{Q_0 R_A}{\omega(C_v + C_{1p})(R_A^2 + X_{C_1}^2)}}, \tag{2.9}$$

precum și a cîștigului în tensiune K_A al circuitului de intrare

$$K_A = \frac{U C_v}{E} = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_A}, \tag{2.10}$$

în care :

$$Z_A = R_A + j(X_A + X_C)\,;\; X_C = \frac{1}{\omega C} \tag{2.11}$$

iar

$$Z_0 = Q_0 L\omega = \frac{Q_0}{C\omega}.$$

Deoarece $R_A \ll X_A + X_{C1}$ și $X_A \ll X_{C1}$ conform schemei din figura 2.9, tensiunea U_{C_v} la bornele condensatorului variabil va fi :

$$U_{C_v} = Z_0' I = \frac{Q'}{\omega(C_v + C_1)} \frac{E}{R_A + jX_{C1}} \cong \frac{E}{jX_{C1}} \frac{Q'}{\omega(C_v + C_1)}$$

$$U_{C_v} \cong \frac{E\, C_1\, Q'}{C_v + C_1} \tag{2.12}$$

și deci ținînd seamă de relația (2.10) se obține :

$$K_A = \frac{C_1}{C_1 + C_v} Q'. \tag{2.13}$$

Analizarea relațiilor de mai sus conduce la următoarele observații :

— Dacă condensatorul C are o valoare suficient de mică (de ordinul pF) dezacordul este relativ mic ($\cong$ 10 kHz la f = 500 kHz).

— Pentru valori mici ale capacității C factorul de calitate rămîne practic neschimbat la cuplarea antenei.

— Cîştigul în tensiune al circuitului de intrare variază relativ mult cu frecvenţa (fig. 2.10).

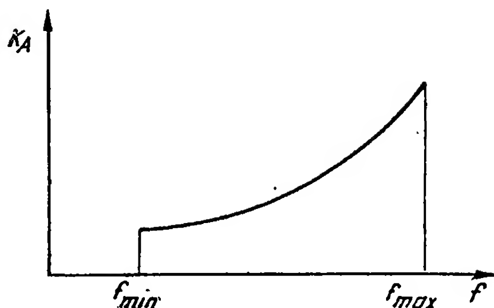


Fig. 2.10. Variaţia cîştigului în gamă pentru circuitul de intrare cu capacitate la capătul cald.

În cadrul unei game de undă se poate considera inductanţa L constantă, rezultînd în consecinţă că factorul de transfer va avea o valoare maximă pentru o anumită valoare a cuplajului deoarece la creşterea cuplajului creşte raportul $\frac{C_1}{C_1+C_v}$, dar scade Q'

Raportul între $K_{A\,max}$ şi $K_{A\,min}$ va fi (pentru cele două capete ale gamei de undă) :

$$\alpha = \frac{K_{A\,max}}{K_{A\,min}} = \frac{\dfrac{Q'\,C_1}{C_1+C_{v\,min}}}{\dfrac{Q'\,C_1}{C_1+C_{v\,max}}} = \frac{C_1+C_{v\,max}}{C_1+C_{v\,min}}. \tag{2.14}$$

Considerînd $C_{v\,max} = 500$ pF şi $C_{v\,min} = 20$ pF, iar $C_1 = 9{,}9$ pF, rezultă :

$$\alpha = \frac{9{,}9 + 500}{9{,}9 + 20} = 17. \tag{2.15}$$

O asemenea variaţie a factorului de transfer în gamă implică o variaţie mare a sensibilităţii radioreceptorului în gamă, ceea ce nu este de dorit. Din acest motiv, acest circuit de intrare nu se utilizează la radioreceptoarele de calitate atunci cînd acordul circuitului se face prin variaţia condensatorului C_v. Din cauza simplităţii lui însă acest tip de circuit este totuşi utilizat la multe tipuri de radioreceptoare. Dacă acordul circuitului se face prin variaţia inductanţei L, atunci factorul de transfer K_A rămîne constant în gamă atît timp cît Q' este indepedent de frecvenţă.

Circuitul cu cuplaj prin capacitate la capătul cald utilizat la radioreceptoarele cu tranzistoare. În acest caz circuitul trebuie modificat ca în figura 2.11 sau ca în figura 2.12 deoarece intrarea în radioreceptor nu mai prezintă o impedanţă foarte mare, ci o impedanţă relativ mică (de ordinul kiloohmilor).

Din acest motiv nu se mai pune problema realizării unui cîştig de tensiune, ci problema adaptării de putere. Uneori adaptarea de putere conduce la obţinerea unui factor de calitate în sarcină a circuitului mult mai mic, din care cauză circuitul nu mai prezintă o selectivitate suficientă. Uneori se renunţă la o adaptare de putere corectă, realizîndu-se un compromis între obţinerea unei selectivităţi suficiente a circuitului şi obţinerea unei bune adaptări între antenă şi impedanţa de intrare a radioreceptorului, circuitul acordat putînd fi considerat ca un transformator de impedanţă.

Presupunînd că se consideră circuitul LC_v drept secţiune de studiat, rezultă că pentru schema din figura 2.11 o valoare mai mică a condensatorului C va reduce cuplajul cu antena şi, în consecinţă, va micşora rezistenţa reflectată de antenă în circuitul LC_v. În acest caz, pentru realizarea adaptă-

rii va trebui montată priza de pe bobina L mai aproape de capătul de masă. Amortizarea circuitului CL_v este independentă de realizarea transferului maxim de putere în anumite limite.

Cu cît amortizarea circuitului va fi mai mare, cu atît se va spune că circuitul este mai încărcat. Cuplajul cu antena nu poate fi prea strîns

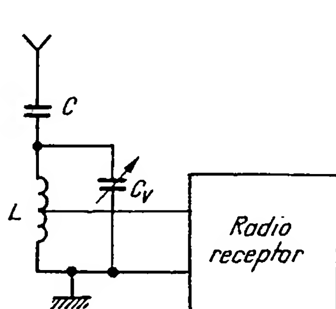


Fig. 2.11. Schema de cuplaj a circuitului de intrare cu capacitate la capătul cald cu primul etaj al unui radioreceptor tranzistorizat (cuplaj prin autotransformator).

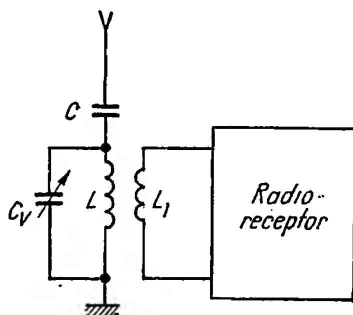


Fig. 2.12. Varianta schemei din figura 2.1 cu cuplaj prin transformator.

deoarece în acest caz încărcarea circuitului LC_v va fi mare şi banda acestui circuit va fi mare de asemenea. Dacă cuplajul cu antena se reduce, aceasta conduce totodată şi la reducerea nivelului puterii semnalului indus din antenă în radioreceptor, deci la reducerea cîştigului de putere şi la reducerea totodată şi a benzii circuitului, putînd apărea distorsiuni de frecvenţă, ceea ce de asemenea nu este convenabil.

Din considerentele de mai sus rezultă că alegerea unui cuplaj cu antena se realizează ca un compromis între asigurarea unei bune adaptări şi a unei selectivităţi date a circuitului.

Schema din figura 2.1 are ca schemă echivalentă circuitul din figura 2.13. În această schemă Z_{in} este impedanţa de intrare a primului etaj tranzistorizat.

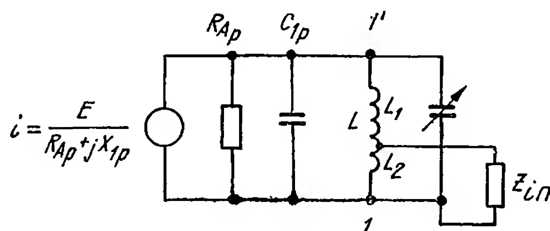


Fig. 2.13. Schema echivalentă a schemei din figura 2.1.

Această impedanţă va reflecta la bornele $1—1'$ ale circuitului LC_v o impedanţă :

$$Z = \left(\frac{L}{L_2}\right)^2 Z_{in} = n^2 Z_{in}, \tag{2.16}$$

în care $L = L_1 + L_2 + 2M$.

Pentru a avea transfer maxim de putere trebuie ca :

$$\mathrm{R_e}[Z] = R_{Ap} \tag{2.17}$$

şi condiţia de acord să fie implicit satisfăcută.

Ţinînd seamă că la transferul maxim de putere la bornele sarcinii (bornele $l—l'$) tensiunea va fi $\frac{E}{2}$, rezultă că puterea de RF disipată în rezistenţa $R_e Z$ va fi:

$$P(R_{in}) = \frac{E^2}{4} \cdot \frac{1}{R_{Ap}} = \frac{E^2}{4} \frac{R_A}{R_A^2 + X_{C_1}^2} \cong \frac{E^2}{4} \frac{R_A}{X_{C_1}^2} =$$

$$= \frac{E^2}{4} \omega^2 R_A \left(\frac{C_A C_1}{C_A + C_1} \right)^2 \quad (2.18)$$

deoarece $X_{C_1} \gg R_A$.

Rezultă că puterea disipată în rezistenţa de intrare a radioreceptorului creşte cu valoarea condensatorului C_1, deci la creşterea cuplajului cu antena. Se mai observă de asemenea că această putere depinde de frecvenţă. Expresia (2.19) mai poate fi scrisă sub forma:

$$P(R_{in}) = \frac{E^2}{4} \frac{1}{\mathrm{R}_e[Z]} = \frac{E^2}{4} \frac{L_2^2}{L^2} \cdot \frac{1}{\mathrm{R}_e[Z_{in}]}. \quad (2.19)$$

Rezistenţa de intrare a unui etaj tranzistorizat scade cu frecvenţa. Spre exemplu, pentru tranzistorul EFT 317 valorile rezistenţei de intrare în funcţie de frecvenţă sînt:

f(MHz)	0,15	0,3	0,5	1	1,6	2	3		6	10	16	19
R_{in}(kΩ)	5,1	5,1	5,1	4,9	4,3	3,9	3	1,8	1,5	1,7	0,35	0,22

Deoarece puterea $P(R_{in})$ este proporţională cu frecvenţa (v. relaţia 2.81), iar adaptarea se strică către frecvenţe ridicate, la care rezistenţa R_{in} scade cu frecvenţa, se poate realiza o variaţie relativ redusă a puterii $P(R_{in})$ în gamă.

În cazul radioreceptoarelor tranzistorizate, factorul de calitate în sarcină va fi dat de relaţia:

$$Q' = \frac{Q}{1 + \frac{2Z_0}{R_{Ap}}}, \quad (2.20)$$

deci mai redus decît în cazul radioreceptoarelor cu tuburi pentru acelaşi cuplaj cu antena.

4. CIRCUITUL DE INTRARE CU CUPLAJ PRIN CAPACITATE LA CAPĂTUL RECE

Condensatorul C (fig. 2.14) serveşte doar pentru a bloca eventualele tensiuni continue sau alternative de frecvenţe coborîte care ar putea fi captate de antenă (prin conectarea accidentală a antenei la reţea spre exemplu).

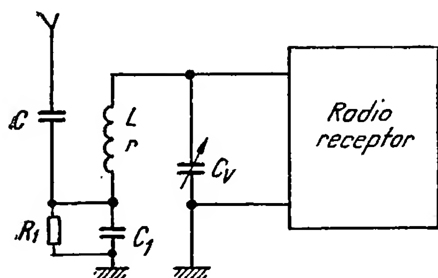


Fig. 2.14. Schema de principiu a circuitului de intrare cu capacitate la capătul rece.

Capacitatea C_1 face parte atît din circuitul acordat $L(C_vC_1)$, cît și din circuitul de antenă, efectuînd astfel cuplajul între antenă și circuitul de intrare :

$$X_C \ll Z_A \tag{2.21}$$

sau, în gamele de UM și UL în care $R_A \ll X_A$;

$$C \gg C_A. \tag{2.22}$$

De data aceasta cuplajul cu antena se realizează prin intermediul condensatorului C_1 comun între circuitul acordat și circuitul antenei. Mărirea acestui condensator va conduce la reducerea cuplajului.

Neglijînd condensatorul C schema echivalentă a circuitului de intrare din figura 2.14 este ca în figura 2.15.

Curentul I debitat de antenă (de sursa E) va fi :

$$I = \frac{E}{Z_A + Z_{AB}} \tag{2.23}$$

relație în care $Z_A = R_A + jX_A \cong \frac{1}{j\omega C_A}$ iar $Z_{AB} = \frac{1}{j\omega C_1}$ deoarece impedanța circuitului LC_v este foarte mare față de X_{c_1} (circuitul are Q mare). Cu aceste înlocuiri, relația (2.23) devine :

$$I = \frac{E}{1/j\,\omega\, C_A + 1/j\,\omega\, C_1} = j\omega \frac{C_1C_A}{C_1 + C_A}\, E.$$

Tensiunea la bornele AB va fi :

$$U_{AB} = IZ_{AB} \cong j\omega \frac{C_1C_A}{C_1 + C_A}\, E\, \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{C_A}{C_1 + C_A}\, E. \tag{2.24}$$

Tensiunea la bornele condensatorului variabil C_v dacă $C_v < C_1$ va fi de Q' ori mai mare decît U_{AB} și deci :

$$U_{C_v} = Q'U_{AB} = \frac{C_A}{C_1 + C_A}\, EQ'. \tag{2.25}$$

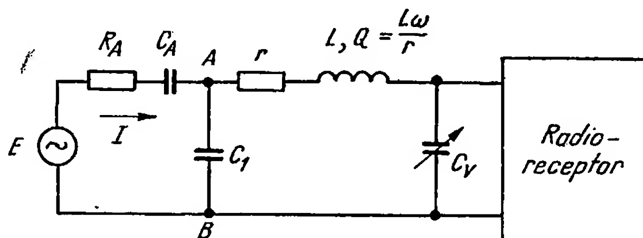


Fig. 2.15. Schema echivalentă a circuitului din figura 2.14.

de unde rezultă cîştigul :

$$K_A = \frac{U_{C_v}}{E} = \frac{C_A}{C_1 + C_A} Q'. \qquad (2.26)$$

Se observă că dacă Q' este constant în gamă, K_A nu depinde de frecvenţă. Condensatorul C_1 trebuie să fie mult mai mare decît C_v deoarece în caz contrar apare o micşorare a întinderii gamei de undă. Astfel, pentru un circuit LC_v simplu, raportul dintre frecvenţa maximă şi minimă a gamei de undă va fi dat de relaţia :

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}}} \qquad (2.27)$$

sau

$$f_{max} - f_{min} = f_{min}\left[\sqrt{\frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}}} - 1\right]. \qquad (2.27^*)$$

Dacă în circuitul oscilant intervine şi C_1, valoarea echivalentă a lui C_v va fi

$$C'_v = \frac{C_v C_1}{C_v + C_1} \qquad (2.28)$$

iar raportul

$$\frac{C'_{v\,max}}{C'_{v\,min}} = \frac{\dfrac{C_{v\,max} C_1}{C_1 + C_{v\,max}}}{\dfrac{C_{v\,min} C_1}{C_1 + C_{v\,min}}} = \frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}} \cdot \frac{C_1 + C_{v\,min}}{C_1 + C_{v\,max}} \qquad (2.29)$$

va fi deci mai mic decît raportul $\frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}}$.

Din acest motiv întinderea gamei de undă la radioreceptoarele echipate cu astfel de circuite de intrare este mai redusă decît la circuitele de intrare cu cuplaj la capătul cald.

Din relaţia (2.29) se observă că dacă $C_1 \gg C_{v\,max}$, atunci se poate neglija C_v faţă de C_1 şi raportul $\frac{C'_{v\,max}}{C'_{v\,min}}$ devine egal cu $\frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}}$. Alegerea unei valori prea mari pentru condensatorul C_1 conduce însă la un cuplaj redus cu antena şi deci la un factor de transfer de tensiune (cîştig) redus (v. relaţia 2.26). Practic, condensatorul C_1 are valori de ordinul miilor de picofarazi, caz în care K este de ordinul unităţilor ($K \approx 1 \ldots 1,5$).

La cuplarea antenei se introduce în circuitul acordat LC_v şi o rezistenţă serie r_e datorită rezistenţei R_A

$$r_e \cong \frac{R_A}{\left(\dfrac{C_1}{C_A}\right)^3} \qquad (2.30)$$

şi atunci

$$Q' = \frac{\omega_0 L}{r + r_e};$$

Pentru a calcula dezacordul introdus la cuplarea antenei se va neglija rezistența internă a antenei. În acest caz, dacă antena nu este cuplată, capacitatea echivalentă de acord a circuitului acordat va fi C_v' (v. relația 2.28).

În momentul cuplării antenei, cu neglijările de mai sus, va trebui să se considere și C_A în paralel pe C_1 și deci

$$C_0'' = \frac{C_v(C_1 + C_A)}{C_v + C_1 + C_A}. \quad (2.28')$$

Pentru rigurozitate în formula (2.28') în locul lui C_A va trebui introdus $C_A' = \frac{CC_A}{C + C_A}$ și în consecință valoarea dezacordului va fi

$$\Delta C_v = C_v'' - C_v'. \quad (2.31)$$

Pentru cazurile practice ΔC_v este de ordinul picofarazilor, de aceea va putea fi neglijat în raport cu C_v ($C_v = 500$ pF) la frecvențele coborîte din gamă.

Acest tip de circuit deși nu are cîștig supraunitar este avantajos deoarece K nu variază în gamă. El se utilizează în gamele de *UM* și *UL* la radioreceptoarele mai simple.

Dacă ieșirea circuitului se cuplează direct în grila unui tub amplificator sau mixer, apare un zgomot de rețea datorită faptului că tensiunile de rețea ajung direct din antenă pe grila de comandă a tubului, condensatorul C_1 avînd reactanță foarte mare la această frecvență. Tensiunile de rețea apar la ieșirea radioreceptorului datorită modulării cu zgomot de rețea care are loc pe prima grilă din cauza neliniarității tubului sau tranzistorului. Din acest motiv schema se completează totdeauna prin introducerea în paralel cu condensatorul C_1 a unei rezistențe de ordinul kiloohmilor. Valoarea acestei rezistențe se alege astfel ca la 50 Hz pe grila de comandă a primului etaj să apară tensiuni de rețea neglijabile, iar la f_0, $X_{C_1} \ll R$.

În cazul radioreceptoarelor cu tranzistoare, cuplajul circuitului acordat cu primul etaj se face după principiile expuse în figurile 2.11 sau 2.12 datorită impedanței de intrare reduse a acestor etaje.

5. CIRCUITUL DE INTRARE CU CUPLAJ PRIN INDUCTANȚA CU PRIZĂ

Condensatorul C (fig. 2.16) are același rol ca și în cazul circuitului cu cuplaj prin capacitate la capătul rece.

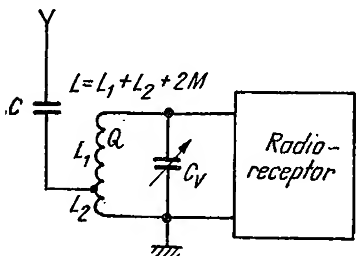


Fig. 2.16. Circuit de intrare cu cuplaj prin inductanță cu priză.

De această dată cuplajul între antena și circuitul acordat LC_v se face prin intermediul inductanței L_2. Mărirea acestei inductanțe va conduce la mărirea cuplajului și, în consecință, la amortizări și dezacorduri mari. Practic, inductanța L_2 este de cel puțin 4 ori mai mică decît L_1 sau de aproximativ 9 ori mai mică decît $L(L = L_1 + L_2 + 2M)$, adică priza se ia la circa 1/3 din numărul de spire al lui L.

Dacă se consideră că cuplajul cu antena trebuie să fie slab pentru a nu dezacorda și amortiza mult circuitul acordat LC_v, $L_2 \ll L_1$,

şi deci se poate considera $r = \frac{L\omega}{Q}$ ca aparţinînd doar bobinei L_1. Cu aceste considerente, schema echivalentă a circuitului cu cuplaj prin inductanţă cu priză arată ca în figura 2.17. Pentru gamele de UL şi UM, neglijînd pe R_A faţă de X_A, şi ţinînd seamă că $\omega M \ll \frac{1}{C_A}$ se obţine :

$$U_{AB} = E \frac{j\,\omega\,L_2}{j\,\omega\,L_2 + \frac{1}{j\,\omega\,C_A}} = \frac{E}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_2 C_A}} = \frac{E}{1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2}} \tag{2.32}$$

unde

$$\omega_A^2 = \frac{1}{L_2\,C_A}.$$

Deoarece în ipoteza unui cuplaj slab cu antena $L_2 \ll L_1$, U_{C_v} va fi de Q' ori mai mare decît U_{AB}, deci

$$U_{C_v} = Q' U_{AB} = \frac{EQ'}{1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2}} = \frac{\omega^2\,EQ'}{\omega^2 - \omega_A^2}. \tag{2.33}$$

Pentru C_v de ordinul sutelor de picofarazi $\omega_A \gg \omega$ şi deci

$$\frac{U_{C_v}}{E} = K \cong \frac{\omega^2}{\omega_A^2}\,Q'. \tag{2.34}$$

Se observă că dacă Q' este constant în gamă factorul de transfer K variază relativ mult în funcţie de frecvenţă.

Pentru a calcula dezacordul produs de cuplarea antenei se va neglija R_A faţă de X_{C_A}. În consecinţă, la bornele AB impedanţa Z_{AB} va fi $Z_{AB} \cong \cong j\omega L_2$ dacă antena nu va fi cuplată sau $Z'_{AB} \cong j\omega L_2 \Big|\Big| \frac{1}{j\,\omega\,C_A}$ atunci cînd se cuplează antena, adică

$$Z'_{AB} = \frac{j\,\omega\,L_2 \frac{1}{j\,\omega\,C_A}}{j\,\omega\,L_2 + \frac{1}{j\,\omega\,C_A}} = \frac{j\,\omega\,L_2}{1 - \omega^2\,L_2\,C_A} = \frac{j\,\omega\,L_2}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_A^2}}. \tag{2.35}$$

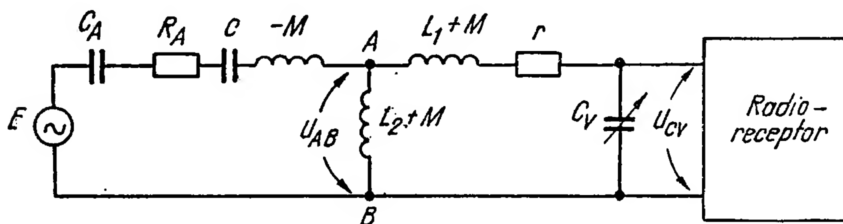


Fig. 2.17. Schema echivalentă a circuitului din figura 2.16.

Dezacordul introdus va fi

$$\Delta X_L = \Delta X_{L2} = Z_{AB} - Z'_{AB} = j\omega L_2 \left[1 - \frac{1}{1 - \frac{\omega_2}{\omega_A^2}}\right] =$$

$$= -j\omega L_2 \frac{\omega^2}{\omega_A^2 - \omega^2}. \qquad (2.36)$$

Deoarece $C'_A = \frac{C_A C}{C_A + C} \cong C_A$ și $X_L = j\omega L$, iar $X_{L2} = j\omega L_2$ rezultă :

$$\Delta L = \frac{L_2 \omega^2}{\omega^2 - \omega_A^2}. \qquad (2.36, a)$$

Pentru a calcula factorul de calitate Q' la cuplarea antenei se va considera de asemenea $X_{CA} \gg R_A$ și $j\omega M \ll X_{CA}$. Trecînd grupul $C_A R_A$ din serie în paralel rezultă :

$$R_{pA} \cong \frac{X_{CA}^2}{R_A}.$$

Această rezistență este în paralel cu L_2. Dacă $X_{L2} < X_{CA}$, atunci se poate trece grupul $L_2 R_{pA}$ din paralel în serie și rezultă :

$$r \cong \frac{X_{L2}^2}{R_{pA}} = \frac{X_{L2}^2}{X_{CA}^2} R_A$$

și în consecință

$$Q' = \frac{L\omega}{r + r_1} = \frac{L\omega}{r + \frac{X_{L2}^2}{X_{CA}^2} R_A}. \qquad (2.37)$$

Circuitul cu cuplaj prin inductanță cu priză nu se prea utilizează la radioreceptoare deoarece factorul de transfer deși mare variază mult în gamă.

Și pentru acest circuit de intrare, în cazul radioreceptoarelor tranzistorizate se utilizează aceleași metode de cuplaj între circuitul acordat și intrarea etajului, ca în schema din figura 2.11 sau 2.12.

6. CIRCUITUL DE INTRARE CU CUPLAJ PRIN INDUCTANȚA MUTUALĂ

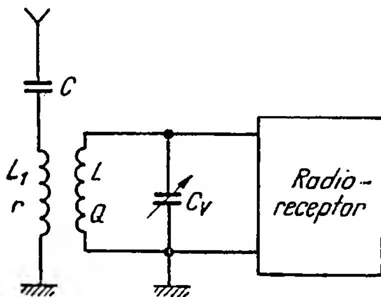


Fig. 2.18. Schema de principiu a circuitului de intrare cu cuplaj prin inductanță mutuală.

La acest circuit (fig. 2.18) cuplajul între antenă și circuitul acordat se face prin intermediul unui transformator. Acest mod de cuplaj prezintă avantajul unei separări galvanice între circuite. Mărimea cuplajului depinde de raportul de transformare.

Condensatorul C are același rol ca și în cazul circuitului cu cuplaj prin capacitate la capătul rece.

Schema echivalentă a acestui circuit de intrare este prezentată în figura 2.19. Această schemă este comparabilă cu sche-

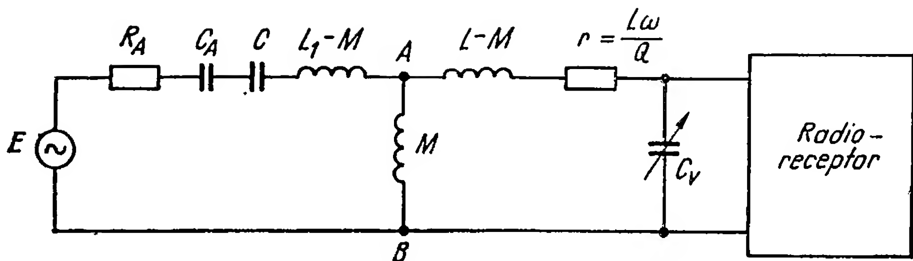


Fig. 2.19. Schema echivalentă a circuitului din figura 2.18.

ma echivalentă a circuitului de intrare cu cuplaj prin inductanță cu priză, deosebirea constînd în aceea că în cazul de față frecvența de acord a circuitului de antenă $f_A = \frac{\omega_A}{2\pi}$ poate fi aleasă la dorință prin alegerea convenabilă a valorii bobinei primare, nemaifiind dependentă de valoarea cuplajului.

Cum f_A poate fi ales oarecare, se pot deosebi trei cazuri și anume : $f_A \ll f_{0min}$, $f_{0min} < f_A < f_{0max}$ și $f_A \gg f_{0max}$ în care f_{0max} și f_{0min} reprezintă frecvențele limită din gama de lucru. Alegerea frecvenței f_A în cadrul gamei conduce la o mare variație a lui K cu frecvența. Din acest motiv acest caz se exclude.

● Cazul $f_A \gg f_{0max}$ este oarecum similar cu cazul circuitului de intrare cu cuplaj prin inductanța cu priză. Astfel, în gamele de UM și UL, dacă $R_A \ll X_{CA}$, $X_{L1} \ll X_{CA}$ și $X_C \ll X_{CA}$

$$U_{AB} \cong -\mathrm{j}\,\omega\, M \frac{E}{\frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\, C_A}} = \omega^2 M C_A E. \tag{1.38}$$

În cazul unui cuplaj slab cu antena $M \ll L$ și atunci

$$U_{C_v} = Q' U_{AB} = Q\omega^2 M C_A E. \tag{2.39}$$

Factorul de transfer va fi deci

$$K_A = \frac{U_{C_v}}{E} = \omega^2 M C_A Q' \tag{2.39'}$$

Dacă se înlocuiește $MC_A = \frac{1}{\omega_A^2}$, rezultă :

$$K_A = \left(\frac{\omega}{\omega_A}\right)^2 Q', \tag{2.39''}$$

relație similară cu cea de la circuitul cu cuplaj prin inductanță cu priză. În consecință acest caz este mai puțin interesant deoarece K_A variază mult cu frecvența.

● Cazul $f_A \ll f_{0min}$ impune $\omega L_1 \ll \frac{1}{\omega C_A}$ și $L_1 \gg M$ și în consecință

$$U_{AB} = -\frac{\mathrm{j}\,\omega\, M}{\mathrm{j}\,\omega\, L_1} E = -\frac{M}{L_1} E \tag{2.40}$$

$$U_{C_v} = Q' U_{AB} = -\frac{M}{L_1} Q'E. \tag{2.41}$$

Factorul de transfer are valoarea

$$K_A = \frac{U_{C_v}}{E} = -\frac{M}{L_1} Q' = \frac{k\sqrt{L L_1}}{L_1} Q' = k \sqrt{\frac{L}{L_1}} Q', \tag{2.42}$$

unde $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ este factorul de cuplaj între L şi L_1. Se observă că în acest caz factorul de transfer K_A este mic, însă independent de frecvenţă ($K_A < 1$).

● Dacă f_A se apropie de $f_{0\,min}$, rămînînd totuşi mai mică, relaţia (2.42) va trebui modificată. Astfel, curentul în circuitul antenei va fi $I = \frac{E}{Z_1}$, unde

$$Z_1 = r + R_A + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C_A} + j\omega L_1 \cong j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_A} =$$

$$Z_1 = j\omega L_1 \left[1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2}\right], \tag{2.43}$$

unde

$$\omega_A^2 = \frac{1}{L_1 C_A}.$$

Pentru simplificarea calculelor se va nota $y = 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2}$.

În acest caz

$$U_{AB} = -\frac{j\omega M}{j\omega L_1}\frac{E}{y} = -\frac{ME}{L_1 y}, \tag{2.44}$$

iar

$$K_A = \frac{Q' U_{AB}}{E} = \frac{M}{L_1}\frac{Q'}{y} = kQ'\sqrt{\frac{L}{L_1}}\cdot\frac{1}{y}. \tag{2.45}$$

Relaţia (2.45) diferă de relaţia (2.42) doar prin introducerea factorului $\frac{1}{y}$ ($0 < y < 1$). Din acest motiv K_A va varia în gamă, însă relativ puţin. În figura 2.20 sînt trasate curbe tipice de variaţie a lui K_A în funcţie de frecvenţă.

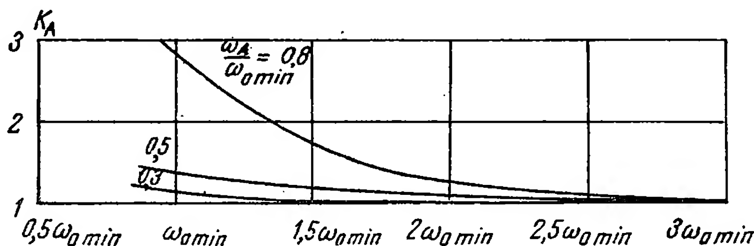


Fig. 2.20. Variaţia cîştigului în funcţie de frecvenţa în gamă a unui circuit de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală.

În practică $\frac{f_A}{f_{0\,min}}$ se alege între 0,5 și 0,8, ceea ce corespunde unui K_A supraunitar și unei neliniarități acceptabile în gama de lucru.

Cunoscînd raportul $\frac{f_A}{f_{0\,min}}$ se cunoaște f_A și deci

$$L_1 = \frac{1}{\omega_A^2 C_A}. \tag{2.46}$$

Factorul de cuplaj k nu poate avea o valoare oricît de mare întrucît creșterea lui peste o anumită valoare conduce la scăderea lui Q', deci K_A nu mai crește.

Valoarea optimă pentru k este dată de relația

$$k_{opt} = y\sqrt{\frac{Q'}{Q}}. \tag{2.47}$$

Neglijînd pe X_A, valoarea reactanței induse în circuitul LC_v va fi

$$X_{L1} = -\frac{M^2\omega^2}{X_{L1}} = -\omega\frac{M^2}{L_1y} \tag{2.48}$$

unde $X'_{L1} = \omega L_1 y$.

Această reactanță va face ca frecvența de acord a circuitului LC_v să devină f'. Valoarea ei se află anulînd reactanța serie a circuitului acordat LC_v:

$$X_S = 0 = j\omega' L + \frac{1}{j\omega' C_v} - j\omega'\frac{M^2}{L_1y} \tag{2.49}$$

sau

$$\omega' = \frac{1}{\sqrt{\left(L - \frac{M^2}{L_1y}\right)C_v}} \tag{2.49'}$$

unde

$$y = 1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2}.$$

Se observă că

$$L' = L - \frac{M^2}{L_1y} \text{ și deci } \Delta L = L - L' = \frac{M^2}{L_1y}. \tag{2.50}$$

În cazul cînd ΔL este mic față de L, dezacordul este compensat prin acordul circuitului (micșorarea lui L) la o singură frecvență din gamă, la celelalte frecvențe eroarea fiind mai mică decît în lipsa compensării.

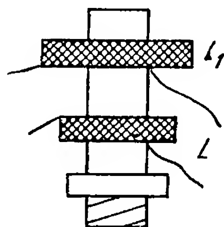
Factorul de calitate Q va fi și el micșorat datorită cuplării antenei. Procedînd ca și în cazul circuitului de intrare cu priza pe inductanță, se obține:

$$Q' = \frac{L\omega}{r + \frac{\omega^2M^2}{\omega^2L_1^2y^2}R_A} = \frac{L\omega}{r + \frac{M^2}{L_1^2y^2}R} = \frac{Q}{1 + \frac{M^2R_A}{L_1^2y^2r}}. \tag{2.51}$$

Factorul de calitate Q' nu poate fi prea mare întrucît vor apărea distorsiuni ale semnalului transmis datorită atenuării benzilor laterale. De asemenea Q' nu poate fi prea mic întrucît acesta conduce la reducerea lui K_A şi frecvenţa imagine (şi celelalte frecvenţe adiacente canalului transmis) nu va fi suficient atenuată, conducînd la interferenţe.

Tipul de circuit de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală se utilizează mai puţin în gama de UL, datorită inductanţei mari care ar rezulta pentru L_1.

În figura 2.21 se indică cîteva realizări practice de bobine ale circuitelor de intrare cu cuplaj prin inductanţa mutuală.



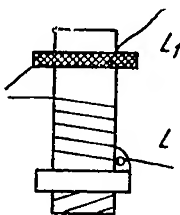


Fig. 2.21. Exemplu de realizări practice ale bobinelor circuitelor de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală.

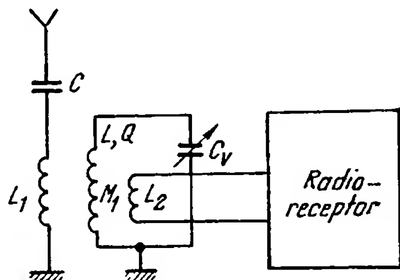


Fig. 2.22. Schema de principiu a circuitului de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală în cazul radioreceptoarelor tranzistorizate.

● **Circuitele de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală în cazul radioreceptoarelor tranzistorizate.** Cuplajul circuitului de intrare cu tranzistorul se face de obicei după o schemă de principiu ca în figura 2.22, datorită impedanţei mici de intrare a etajului tranzistorizat.

Pentru a scrie corect condiţiile de adaptare trebuie să se ţină seamă şi de faptul că circuitul acordat LC_v (care în cazul de faţă are rol de cuplaj) ca transformator de impedanţă are un $Q \neq \infty$, cu alte cuvinte cuplajul şi transformarea impedanţelor se fac cu un randament $\eta \neq 1$. Considerînd figura 2.23 se observă că puterea debitată de generatorul echivalent de

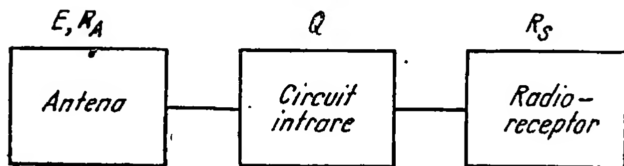


Fig. 2.23. Schema-bloc a cuplajului între antenă şi radioreceptor prin circuitul de intrare

tensiune constantă E al antenei va fi împărţită între rezistenţa R_A, circuitul de intrare şi radioreceptor. În cazul transferului maxim de putere, puterea disipată în rezistenţa R_A va trebui să fie egală cu suma dintre puterea disipată în rezistenţa $r = \frac{L\omega}{Q}$ a circuitului LC_v de intrare şi cea disipată în rezistenţa R_S de intrare a radioreceptorului. Impedanţa de intrare a unui etaj tranzistorizat cu emitor comun (EC) se prezintă ca o rezistenţă ($R_p =$ $= 0{,}5$ $3\ k\Omega$) în paralel cu o capacitate ($C_p = 50 \ldots 2\,000$ pF).

Rezistența și reactanța reflectate serie în circuitul LC_v prin cuplajul M_1 vor fi:

$$r_p = \frac{M_1^2\omega^2}{R_p} \tag{2.52}$$

$$X'_p = \frac{M_1^2\omega^2}{\frac{1}{\omega C_p}} = M_1^2 C_p\, \omega^3. \tag{2.53}$$

Reactanța introdusă în circuitul acordat va fi compensată la o frecvență din gamă, însă efectul ei va apărea la celelalte frecvențe cu atît mai mult cu cît C_p variază cu ω în gamă. Pentru micșorarea și mai mult a acestei reactanțe, cuplajul bobinei L_2 cu L se face maxim. Dacă reactanța de cuplaj este mică față de L, acest dezacord poate fi considerat neglijabil.

Rezistența serie a circuitului acordat LC_v va fi, ținînd seamă de r_p:

$$r_s = r + r_p$$

iar

$$Q' = \frac{L}{r + r_p}. \tag{2.54}$$

Pentru a satisface condițiile transferului maxim de putere trebuie ca rezistența serie reflectată în circuitul acordat la cuplarea antenei să fie egală cu $r + r_p$. Deci

$$\frac{M^2}{L_1^2 y^2} R_A = \frac{L\omega}{Q} = \frac{M_1^2\omega^2}{R_p}. \tag{2.55}$$

Dacă relația (2.55) este satisfăcută, factorul de calitate al circuitului LC_v cu antena și radioreceptorul cuplat va fi

$$Q'' = \frac{L\omega}{2(r + R_p)} = \frac{Q'}{2} = \frac{L\omega}{2\,\frac{M^2}{L_1^2 y^2} R_A} = \frac{y^2 \omega L\, L_1^2}{2\, M^2 R_A}. \tag{2.56}$$

Din relația (2.56) reiese necesitatea de a avea un factor de calitate Q cît mai mare pentru a putea satisface condițiile impuse de atenuare a frecvențelor adiacente canalului transmis (frecvența imagine etc.).

Practic, în cazul $f_A \cong f_{min}$ bobina L_1 va avea un număr de spire de aproximativ 3 ori mai mare decît bobina L a circuitului acordat. Cuplajul cu intrarea unui etaj tranzistorizat cu montaj *EC* se face de obicei prin intermediul unei bobine al cărei număr de spire este aproximativ a șaptea parte din numărul de spire al bobinei L.

7. CIRCUITUL DE INTRARE CU CUPLAJ MIXT (INDUCTIV ȘI CAPACITIV)

● **Circuit de intrare cu cuplaj mixt prin capacitate derivație și inductanță mutuală de cuplaj.** Neglijînd condensatorul C, schema echivalentă a circuitului de intrare din figura 2.24 este prezentată de figura 2.25

pentru gamele de UL și UM. Dacă $R_A < X_{CA}$ se poate trece la generatorul de curent echivalent $I = \frac{E}{X_{CA}}$ și rezultă în schemă C_A în paralel cu C_1 și în paralel cu $R_p = \frac{X_{C1}^2}{R_A}$. Revenind la generatorul de tensiune constantă, rezultă schema din figura 2.26 și în consecință (v. relația 2.45) :

$$K_A = \frac{C_A}{C_A + C_1} \cdot k \frac{\sqrt{\frac{L}{L_1}}\, Q'}{y}, \qquad (2.57)$$

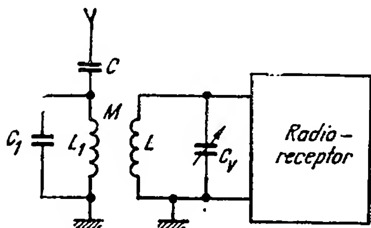


Fig. 2.24. Schema de principiu a circuitului de intrare cu cuplaj mixt prin capacitate derivație și inductanță mutuală.

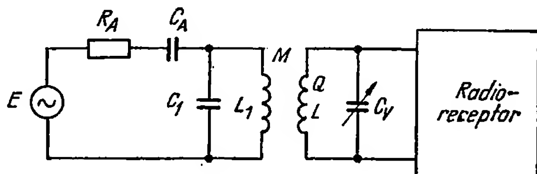


Fig. 2.25. Schemă echivalentă a circuitului din figura 2.24.

iar rezistența de amortizare serie introdusă în circuitul acordat LC_v va fi :

$$r_1 = \frac{M^2\omega^2}{\left(\frac{C_A}{C_1 + C_A}\right)^2 R_A}. \qquad (2.58)$$

Acest sistem de cuplaj permite reducerea inductanței L_1.

● **Circuitul de cuplaj mixt prin inductanță M și capacitate serie** are schema de principiu ca în figura 2.27.

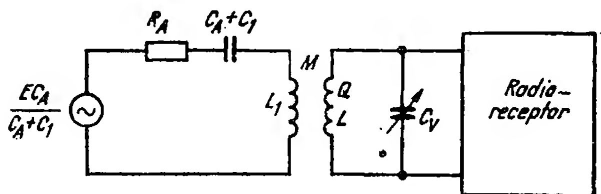


Fig. 2.26. Schemă echivalentă a schemei din figura 2.25.

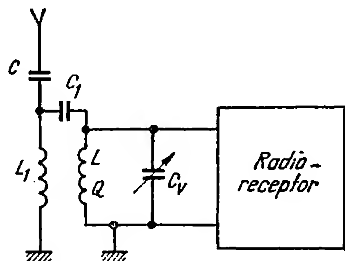


Fig. 2.27. Schemă de principiu a circuitului de intrare cu cuplaj mixt prin capacitate serie și inductanță mutuală.

Dacă se presupune că condensatorul C_1 este mic, atunci se poate spune că cele două sisteme de cuplaj nu se influențează reciproc și în consecință se poate aplica teorema superpoziției (suprapunerii efectelor). Tensiunile se vor aduna vectorial (geometric).

Rezultă deci

$$K_A = Q' \sqrt{\left(\frac{C'}{C' + C}\right)^2 + \frac{k^2 L}{y^2 L_1}} \tag{2.59}$$

unde

$$C' \cong \frac{C_1 C_A}{C_1 + C_A} \tag{2.60}$$

Se observă că utilizînd acest sistem de cuplaj se poate realiza o mai bună uniformitate a cîştigului în gama de undă deoarece cuplajul inductiv conduce la o valoare a factorului de transfer K_A mai mare la frecvenţele joase din gamă, iar cuplajul capacitiv la o valoare a lui K_A mai mare la frecvenţele ridicate din gamă.

Cele două sisteme de cuplaj pot fi aplicate simultan, conducînd la schema din figura 2.28.

Procedînd ca mai sus se obţine:

$$K_A \cong Q' \sqrt{\left(\frac{C_2}{C}\right)^2 + \left(\frac{C_A}{C_1 + C_A}\right)^2 \frac{k^2 L}{y^2 L_1}}. \tag{2.61}$$

Această schemă prezintă avantajul că are un factor de transfer mare şi oarecum constant în gamă şi că valoarea inductanţei L_1 este redusă, ceea ce permite o realizare comodă. În practică, cuplajul este aproape întotdeauna mixt, capacităţile C_1 şi C_2 fiind capacităţile parazite ale bobinajului. Pentru realizarea unor performanţe bune se cere o anumită conexiune a capetelor înfăşurărilor L şi L_1. În cazul unei conectări incorecte, tensiunile induse prin cuplaj capacitiv se vor scădea din acelea induse prin cuplaj

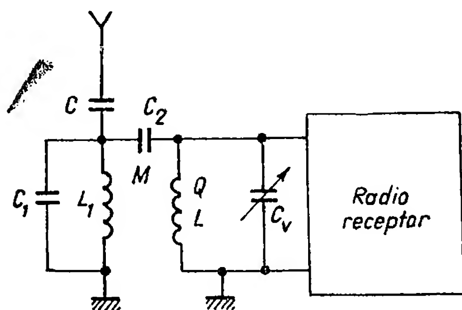


Fig. 2.28. Schema de principiu a circuitului de intrare cu cuplaj mixt prin capacitate serie şi derivaţie şi inductanţă mutuală.

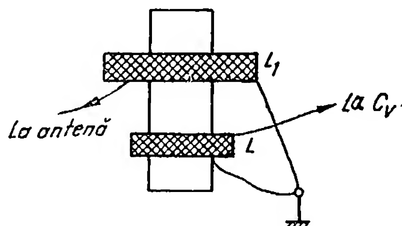


Fig. 2.29. Modul de conectare a capetelor bobinelor circuitului de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală (înfăşurările sînt realizate în acelaşi sens).

inductiv. Sensul corect de conectare a capetelor înfăşurărilor este indicat în figura 2.29, pentru cazul în care sensul de bobinare al bobinelor L_1 şi L este acelaşi. Acest sens trebuie păstrat chiar şi pentru circuitul de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală datorită existenţei capacităţilor parazite.

În cazul în care se cere circuitelor de intrare o selectivitate mai mare se utilizează, în locul circuitelor de intrare simple, filtre de bandă. Prin intermediul acestora se poate îmbunătăţi selectivitatea, fără a se reduce banda de trecere. Calităţile unui filtru de bandă depind de numărul de circuite pe care acesta le conţine. În general, pentru radioreceptoare filtrele de bandă din intrare nu conţin mai mult de două circuite de acord datorită dificultăţilor de aliniere a acestora. Schema unui astfel de circuit de intrare cu filtru de bandă este prezentată în figura 2.30. Acest circuit de intrare poate fi echivalent cu două circuite de intrare cu cuplaj inductiv, cuplate în cascadă. Cuplajul între primul circuit acordat $(L_2 + L)C_v$ şi cel de-al doilea circuit acordat $(L_3 + L')C_v$ se realizează prin intermediul inductanţei mutuale M_1 între bobinele L_2 şi L_3. Bobina de cuplaj $L_2 + L_3 + 2M_1$ se realizează cu bobinaj bifilar, astfel încît $k_1 = \frac{M_1}{\sqrt{L_2L_3}}$ să fie maxim posibil. De asemenea se cere ca $L_2 \ll L$ şi $L_3 \ll L'$ pentru ca acordul circuitelor $(L_2 + L)C_v$ şi $(L_3 + L')C_v'$ să fie puţin modificat datorită introducerii bobinei $L_2 + L_3 + 2M_1$.

Utilizînd aceleaşi metode de calcul ca şi pînă acum şi urmărind schemele echivalente din figura 2.31 în care E este t.e.m. dată de generatorul echivalent al antenei :

$$E_1 = \frac{ME}{L_1 y} \tag{2.62}$$

se obţine valoarea curentului I_1 în circuitul acordat

$$I_1 \cong \frac{E_1}{r + \frac{M_1^2\omega^2}{r'}} = \frac{ME}{L_1 y} \cdot \frac{1}{r + \frac{M_1^2\omega^2}{r'}}. \tag{2.63}$$

Tensiunea indusă în secundar în serie va fi :

$$E_2 = -\mathrm{j}\omega M_1 I_1 = \mathrm{j}\,\frac{ME}{L_1 y}\,\frac{\omega M_1}{r + \frac{M_1^2\omega^2}{r'}}. \tag{2.64}$$

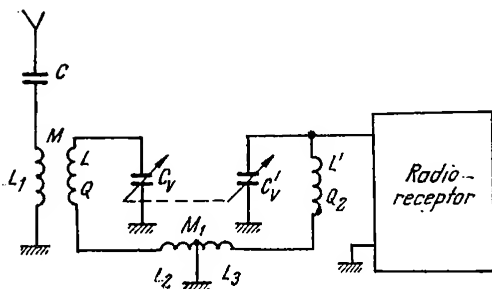


Fig. 2.30. Circuit de intrare cu filtru de bandă.

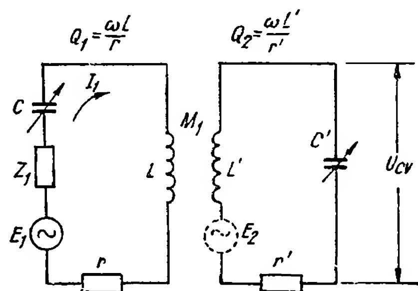


Fig. 2.31. Schemă echivalentă a circuitului din figura 2.30.

Dar circuitele sînt identice.

$$M_1 = k_1\sqrt{(L + L_2)\ (L' + L_3)} \cong k_1\sqrt{L^2} = k_1 L.$$

La acord :

$$E_2 = \mathrm{j}\frac{ME}{L_1 y}\ \frac{k_1 Q_2}{1 + k_1^2 Q_2^2}. \qquad (2.65)$$

$$U''_{C_v} = Q_2 E_2 = \mathrm{j}\frac{ME}{L_1 y}\ \frac{k_1 Q_2^2}{1 + k_1^2 Q_2^2} = \mathrm{j}K_1 E\ \frac{k_1 Q_2}{1 + k_1^2 Q_2^2} \qquad (2.66)$$

$$|K_A| = \left|\frac{U'_{Cv}}{E}\right| = K_1\ \frac{k_1 Q_2}{1 + k_1^2 Q_2^2} \qquad (2.67)$$

unde $K_1 = \frac{MQ_2}{L_1 y}$ este factorul de transfer al unui circuit de intrare cu cuplaj prin inducție mutuală.

Filtrele de bandă au factori de transfer mai mici decît circuitele de intrare simple (v. relația 2.67), dar au curba de selectivitate mai aproape de cea ideală (v. fig. 6.1).

9. CIRCUITUL DE INTRARE CU ANTENĂ DE FERITĂ

În gama de *UM* sau *UL* radioreceptoarele portabile sau mai rar și radioreceptoarele staționare, utilizează un alt tip de circuit de intrare, în care antena exterioară este înlocuită cu o antenă de ferită.

Dacă pe o astfel de bară de ferită se așază o bobină cu o inductanță L_0 și un factor de calitate Q_0, datorită permeabilității mari a materialului ($\mu_{inițial} = 20 \div 5\,000$) inductanța bobinei va crește la

$$L = L_0 \mu_{ap}, \qquad (2.68)$$

în care μ_{ap} este permeabilitatea aparentă a barei (fig. 2.32).

Pentru $\mu_{ef} = 50 \div 140$, $\mu_{ap} = 6 \div 15$. Parametrul μ_{ap} și factorul de calitate Q al bobinei depind de poziția bobinei de ferită (fig. 2.33), ceea ce

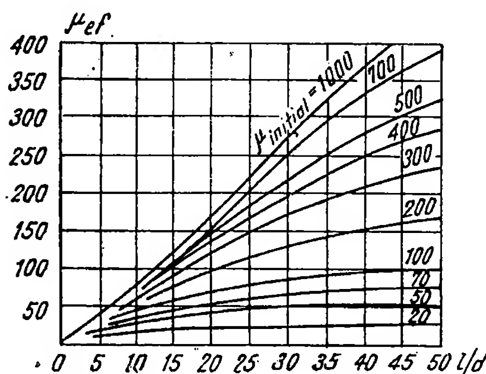


Fig. 2.32. Variația permeabilității efective la o bară de ferită în funcție de raportul între lungimea barei l și diametrul ei d.

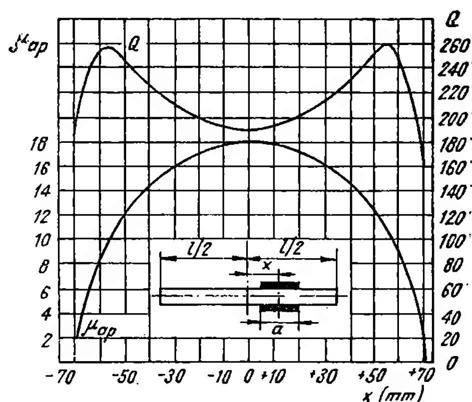


Fig. 2.33. Variația factorului de calitate și a permeabilității aparente la o bară de ferită în funcție de distanța x față de centrul barei.

permite realizarea acordului circuitului prin deplasarea bobinei pe bara de ferită.

Cu toate că materialul introduce pierderi de energie, factorul de calitate Q_0 va creşte şi el la Q datorită creşterii inductanţei L_0 la L.

Înălţimea efectivă a unei antene de ferită de secţiune S' pe care se găseşte un circuit acordat pe frecvenţa f cu o inductanţă cu n spire şi cu un factor de calitate Q va fi

$$h_{ef} = \frac{2\pi n}{\lambda} \mu_{ef}; \; SQ = \frac{2\pi nf}{c} \mu_{ef} = \frac{\omega nSQ}{} \mu_{ef}. \tag{2.69}$$

În această relaţie c este viteza de propagare a undelor de RF, egală cu 300 000 km/s. Parametrul μ_{ef} depinde de $\mu_{inițial}$ şi de raportul între lungimea barei de ferită l şi diametrul d, conform cu graficul din figura 2.32.

Pentru ca antena să aibă o înălţime efectivă mare se cere ca produsul $\mu_{ef}\, Qn$ să fie maxim. Pentru o bară dată μ_{ef} nu variază cu poziţia bobinei. Pentru a obţine o inductanţă dată numărul de spire va fi cu atît mai mare cu cît bobina va fi plasată mai spre capătul barei, iar Q este maxim pentru $\frac{x}{l} = 0{,}38$. Din acest motiv şi datorită faptului că în această regiune, la o mică deplasare a bobinei, corespunde o variaţie mai mare a lui μ_{ap} bobinele se plasează la capătul barei de ferită. Dacă bara de ferită este utilizată pentru o singură lungime de undă, bobina va trebui astfel realizată încît să ocupe toată bara. În acest caz înălţimea efectivă a antenei va fi maximă.

Pentru radioreceptoarele tranzistorizate, la care se cere realizarea transferului maxim de putere din circuitul de intrare la primul etaj al radioreceptorului, factorul de calitate al circuitului de acord de pe bara de ferită va scădea la jumătate. Uneori dacă factorul de calitate Q' nu este suficient de mare pentru ca să se obţină totuşi selectivitatea necesară în circuitul de intrare se renunţă la o adaptare corectă. În cazul unei subadaptări, factorul de calitate în sarcină creşte rapid, iar nivelul puterii în sarcină scade relativ lent, ceea ce permite o dezadaptare de 10 — 15%.

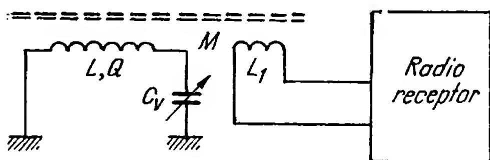


Fig. 2.34. Schema de principiu a unui circuit de intrare cu antenă pe ferită la un radioreceptor tranzistorizat.

Circuitul de intrare al unui radioreceptor tranzistorizat cu antenă de ferită este dat în figura 2.34.

Dacă factorul de calitate al circuitului necuplat la radioreceptor este

$$Q = \frac{L_{\mu}\omega}{r + r_1}, \tag{2.70}$$

unde L_{μ} este inductanţa bobinei montate pe bara de ferită ;
r — rezistenţa de pierderi a bobinei ;
r_1 — rezistenţa de pierderi a barei de ferită.

factorul de calitate Q' cu circuitul cuplat la radioreceptor va fi :

$$Q' = \frac{L\mu\omega}{r + r_1 + \dfrac{M^2\omega^2}{r_s}} \tag{2.71}$$

în care r_s este rezistența de intrare a primului etaj tranzistorizat din radioreceptor. Dacă se satisfac condițiile de transfer maxim de putere

$$Q' = \frac{Q}{2} = \frac{L\mu\omega}{2(r + r_1)} = \frac{L\mu\omega}{2\,\dfrac{M^2\omega^2}{r_s}}. \tag{2.72}$$

Bobina L_1 se cuplează cît mai strîns cu bobina L astfel ca să se obțină $k_2 = \frac{M}{\sqrt{LL_1}}$ cît mai aproape de 1. Dacă se dau performanțele de selectivitate cerute circuitului de intrare se poate deduce Q' și pentru o bară dată la care se găsește experimental factorul de calitate în gol se calculează cu relația (2.72) valoarea inductanței de cuplaj.

Se mai poate utiliza și cuplajul prin autotransformator ca și în cazul circuitelor de intrare cu priza pe inductanță. Calculul va ține seamă în acest caz de schema echivalentă a autotransformatorului.

Un efect nedorit al utilizării antenei de ferită îl constituie posibilitatea recepționării parazite a unor stații de emisie din gama de *US* pe gama de *UL* sau *UM* datorită faptului că înfășurarea de bază L_1 este bobinată direct pe bara de ferită și poate acorda împreună cu capacitatea parazită din montaj pe frecvențe din gama de *US*. Recepția se explică pentru receptoarele cu schimbare de frecvență, datorită armonicelor oscilatorului local. Pentru evitarea acestui efect se realizează o schemă ca în figura 2.35. Prin interme-

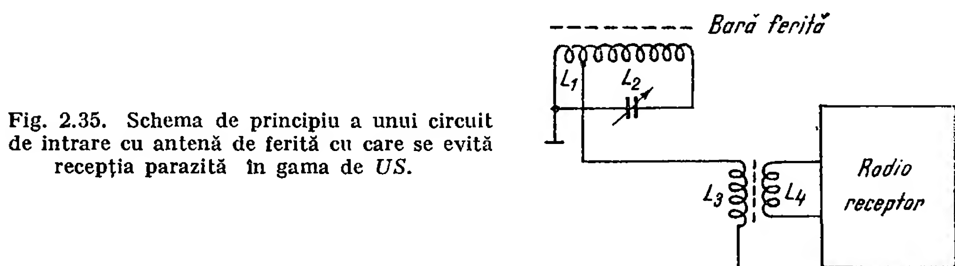


Fig. 2.35. Schema de principiu a unui circuit de intrare cu antenă de ferită cu care se evită recepția parazită în gama de *US*.

diul proprietăților de selectivitate, a circuitului L_3L_4 se asigură o rejecție suficientă a semnalelor din gama *US*, evitîndu-se astfel recepționarea lor.

Bara de ferită trebuie îndepărtată de elementele metalice ale radioreceptorului sau de difuzor. În caz contrar, eficacitatea ei va fi redusă. De asemenea, poziția barei trebuie astfel aleasă pentru a se evita cuplajele parazite cu transformatorul de ieșire, transformatorul de rețea, și în special cu transformatoarele de FI sau cu alte circuite acordate, caz în care pot apărea autooscilații sau alte fenomene nedorite datorită reacțiilor parazite.

Apropierea barei de un magnet permanent poate conduce la o micșorare ireversibilă a factorului de calitate, chiar dacă ulterior bara este îndepărtată.

În cazul în care circuitul de intrare trebuie să lucreze la frecvențe ultraînalte, condițiile impuse vor fi diferite de cazul funcționării la frecvențe radio obișnuite. Astfel la frecvențele ultraînalte antenele se fac acordate astfel încît impedanța lor de ieșire este redusă și aproape pur rezistivă. Antenele în gama de *UUS* au impedanțe fie de 75 Ω pentru dipolul simplu, fie de 300 Ω pentru dipolul îndoit. Antenele cu mai multe elemente prezintă impedanțe apropiate de acestea. La frecvențe ultraînalte tubul începe să aibă o impedanță de intrare finită, iar panta lor scade. Scăderea pantei este cu atît mai pronunțată cu cît timpul de trecere al electronilor prin tub devine comparabil cu perioada semnalului de amplificat. În plus, panta trebuie considerată ca o mărime complexă. Aceasta conduce la micșorarea impedanței de intrare a radioreceptorului, deci la necesitatea realizării unei adaptări între antenă și radioreceptor.

Dacă se va considera realizată condiția de transfer maxim de putere, puterea furnizată de antenă va fi :

$$P_A = \frac{E^2}{4R_0}, \tag{2.73}$$

unde R_0 este rezistența caracteristică a fiderului (cablul de coborîre al antenei acordate).

Puterea obținută pe rezistența echivalentă de intrare R_T (considerată între grilă și masa la primul etaj) va fi :

$$P_0 = \frac{U_{gk}^2}{R_T}. \tag{2.74}$$

Pentru realizarea adaptării de putere trebuie ca relația (2.73) și (2.74) să fie egale, deci :

$$K_{max} = \frac{U_{gk}}{E} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_T}{R_0}}. \tag{2.75}$$

Cîștigul în tensiune va fi cu atît mai mare cu cît R_T este mai mare față de R_0.

În unele cazuri pentru îmbunătățirea stabilității, primul etaj amplificator lucrează după o schemă cu grila la masă sau cu punct median la masă.

Dacă montajul este cu grila la masă, rezistența de intrare a etajului (în care nu se ține seamă de efectele parazite și de frecvența ridicată, ci doar de reacție) va fi $R_{in} \simeq \frac{1}{S}$.

În cazul etajelor tranzistorizate în montaj *EC* (emitor comun) și dacă $f_\beta \simeq \frac{f\alpha}{\beta}$ este mare față de frecvențele din banda de lucru, adaptarea se va face considerînd impedanța de intrare a etajului tranzistorizat la frecvențele din banda de lucru (impedanța de intrare la aceste frecvențe este în general mai redusă decît impedanța la frecvențe coborîte).

Dacă montajul este cu BC (bază comună), atunci impedanţa de intrare este dată de relaţia :

$$R_{in} = \frac{1}{S\left(1+\frac{1}{\beta}\right)}. \tag{2.76}$$

Se observă că dacă $\beta \gg 1$ atunci rezistenţa de intrare $R_{in} \simeq \frac{1}{S}$, ca şi la tuburi. Deoarece la tuburi $S = 1{,}5 \ldots 15$ mA/V, iar la tranzistoare $S=20\ldots45$ mA/V, rezistenţele de intrare în ultimul caz sînt mult mai mici.

În figura 2.36 se prezintă schema unui circuit de intrare în gama de UUS.

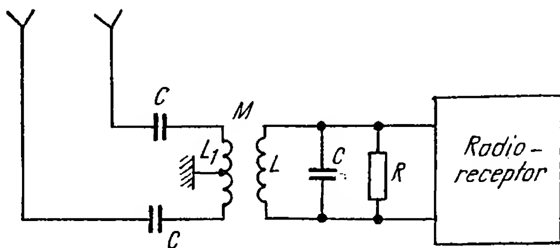


Fig. 2.36. Schema de principiu a unui circuit de intrare la frecvenţe radio înalte.

Condensatoarele C au rolul compensării inductanţei L_1 la frecvenţa centrală a gamei deci :

$$\frac{f_{max}+f_{min}}{2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\frac{C/2}{2}}}. \tag{2.77}$$

S-au utilizat două condensatoare în scopul realizării simetriei montajului. Cuplajul între bobinele L_1 şi L se realizează maxim posibil $k = \frac{M}{\sqrt{LL_1}} \leqslant 1$. Uneori se introduce şi rezistenţa R pentru a se realiza o bandă suficientă pentru a cuprinde toată gama.

De cele mai multe ori condiţiile adaptării de putere impun factori de calitate ai circuitelor foarte reduşi, ceea ce conduce la o bandă foarte largă. Din acest motiv în unele cazuri circuitul de intrare are acordul fix pe mijlocul gamei transmise, acordul radioreceptorului asigurîndu-se prin intermediul frecvenţei variabile a oscilatorului local. În cazul frecvenţelor radio ultraînalte se renunţă la un factor de calitate bun în favoarea realizării unei bune adaptări cu scopul îmbunătăţirii raportului *semnal/zgomot*, cu toate că acest lucru conduce la unele dezavantaje (atenuări mici ale frecvenţelor imagine, spre exemplu). Acest lucru este însă absolut necesar deoarece tensiunile de semnal sînt mici.

Tensiunea de zgomot din circuitul de intrare este dată de relaţia :

$$E_{ef} = \sqrt{4KT\mathrm{R_e}(Z)\Delta f}, \tag{2.78}$$

unde K este constanta lui Bolzman ;
T — temperatura, în grade Kelvin ;
$\mathrm{R_e}(Z)$ — partea reală a impedanţei văzută la ieşirea circuitului de intrare ;
Δf — banda radioreceptorului.

Puterea de zgomot la ieşirea circuitului de intrare va fi :

$$P_{zg} = \frac{E_{ef}}{\mathrm{Re}(Z)} = 4\,KT\Delta f. \tag{2.79}$$

Raportul *semnal/zgomot* va fi dat de raportul :

$$\xi = \frac{\text{tensiunea de semnal la ieşirea circuitului de intrare}}{\text{tensiunea de zgomot la ieşirea circuitului de intrare}}.$$

Deoarece puterea poate fi exprimată prin $\frac{U^2}{Z}$, se poate scrie :

$$\xi = \sqrt{\frac{\frac{U_{2\,semnal}}{\mathrm{Re}(Z)}}{\frac{U^2_{zgomot}}{\mathrm{Re}(Z)}}} = \sqrt{\frac{P_{semnal}}{P_{zgomot}}} \tag{2.80}$$

Considerînd relaţia (2.80) se observă că ξ va fi maxim în cazul adaptării de putere. În banda de *UUS* recepţia se face în general cu *MF*. Pentru indice de modulaţie $\beta < 0{,}5$ semnale *MF* pot fi considerate ca nişte semnale *MA*, iar banda necesară va fi $B \simeq 2f_{jmax}$. Pentru $\beta > 0{,}5$ banda necesară este mult mai mare şi poate fi aproximată cu

$$B = 2(\beta + \sqrt{\beta} + 1)f_{jmax} \tag{2.81}$$

Conform standardelor în vigoare $\Delta f = 50\ldots 75$ kHz, iar $f_{jmax} = 10$ 15 kHz, deci $\beta = \frac{50}{10} = 5$ şi pentru *MF*, $B = 248$ kHz, iar în cazul *MA*, $B = 2f_{jmax} = 2 \cdot 15 \cdot 10^3 = 30$ kHz.

Conform standardului OIRT, banda pentru emisiunile cu *MF* se consideră 300 kHz, iar pentru emisiunile cu *MA*, 9 kHz. Se observă că în cazul *MF*, banda fiind foarte largă şi raportul *semnal/zgomot* va fi mai redus, ceea ce impune adaptarea.

11. CIRCUITE DE INTRARE ADAPTABILE PENTRU DIVERSE TIPURI DE ANTENE

De multe ori radioreceptorul trebuie să poată funcţiona cu mai multe tipuri de antene foarte diferite între ele. Astfel un radioreceptor portabil în spaţiul liber (pe cîmp) va utiliza pentru recepţia în gamele de *UL*, *UM*, antena de ferită, avînd un volum redus şi o eficacitate mare. Recepţia în gama de *UUS* sau *US* va trebui însă efectuată cu ajutorul unei antene capacitive telescopice (vergea verticală). Dacă radioreceptorul este utilizat într-o locuinţă cu perete din beton armat sau într-un vehicul (tren, automobil etc.) este indicată utilizarea unei antene exterioare deoarece eficacitatea antenelor proprii radioreceptorului scade datorită ecranării. Această antenă exterioară, de obicei de tip capacitiv asimetric, trebuie să poată fi cuplată la radioreceptor. În figura 2.37 se indică schema unor circuite de intrare la care cuplajul antenei exterioare se poate face fie capacitiv, fie mixt. Cum radioreceptorul utilizează şi antena de ferită, bobina din circuitul de antenă în cazul cuplajului mixt se realizează astfel încît prin apro-

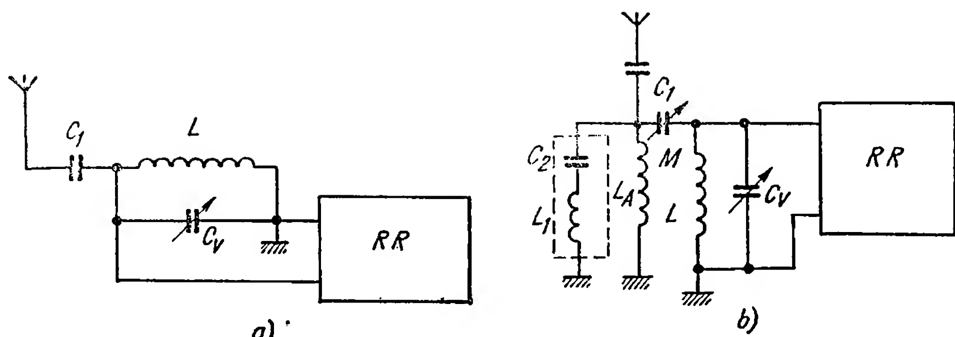


Fig. 2.37. Circuite de intrare care permit utilizarea mai multor tipuri de antenă:
a—modul de cuplare capacitivă a unei antene exterioare la un radioreceptor cu antenă de ferită; b—modul de cuplare mixtă al unei antene exterioare la un radioreceptor cu antenă de ferită.

piere de bara de ferită să realizeze cuplajul dorit. Această bobină trebuie astfel realizată (cu capacități parazite cît mai mici și cu *Q*-ul bun) pentru a se evita dezacordul și amortizarea circuitului acordat de pe bara de ferită. Circuitul C_2L_1 din figura 2.38, *b* servește la rejecția semnalelor de frecvență intermediară (în cazul radioreceptoarelor cu schimbare de frecvență).

În unele cazuri este util, pentru a nu fi necesare mai multe tipuri de antene, să existe posibilitatea interconectării, în măsura posibilităților, a circuitelor de intrare la o singură antenă exterioară pentru toate lungimile de undă (pentru antenele interioare radioreceptorului acest lucru nu este posibil datorită eficacității mai mici a acestora). În acest caz se interconectează de obicei circuitul de antenă din gama de *UUS* cu circuitul din gamele de *UL*, *UM*, *US*, ca în figura 2.38.

12. CIRCUITE DE INTRARE CU ACORD ELECTRONIC

Pentru realizarea variației frecvenței de acord a circuitelor de intrare sînt utilizate în general fie condensatoare variabile, fie inductanțe variabile. Inductanțele variabile erau preferate la echiparea receptoarelor destinate autovehiculelor datorită faptului că puteau fi astfel realizate stabilități mai bune față de vibrațiile mecanice. Utilizarea inductanțelor variabile pentru acord sub forma variometrelor fie cu variația factorului de cuplaj între două bobine, fie a variației miezului unei singure bobine pune însă probleme la funcționarea pe mai multe game de unde și în special în gama de *US* precum și la realizarea curbei de pader. Condensatoarele variabile sînt preferate la echiparea receptoarelor staționare tocmai datorită facilităților în realizarea circuitelor pentru toate gamele de undă. Sistemele de acord descrise mai sus prezintă însă dezavantajul că implică complicații relativ mari

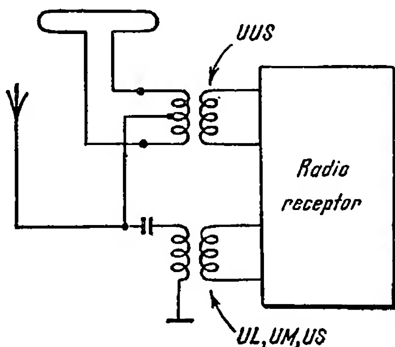


Fig. 2.38. Circuit de intrare care permite utilizarea unei singure antene atît în gama de *UUS* cît și în gamele cu *MA*.

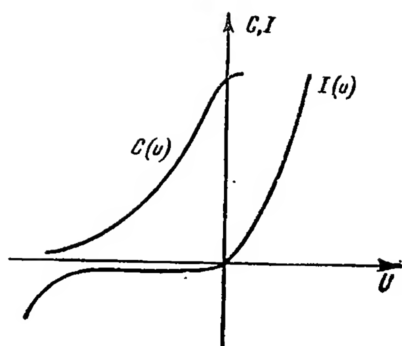


Fig. 2.39. Caracteristica capacitate-tensiune a unei diode varycap.

pentru a se realiza telecomanda acordului (motoare, circuite de acționare etc.). Un sistem care evită acest dezavantaj este sistemul de acord electronic. În acest scop sînt utilizate de obicei diode varycap. Asemenea diode prezintă o capacitate variabilă în raport cu tensiunea continuă de polarizare (fig. 2.39) aplicată în sens invers.

Dacă tensiunea alternativă de *RF* este mică în raport cu tensiunea continuă de polarizare, variația capacității datorită tensiunii de *RF* poate fi neglijată astfel că circuitul poate fi acordat variind tensiunea continuă de polarizare. O schemă tipică de utilizare a diodei varycap este prezentată în figura 2.40. Capacitatea *C* este utilizată pentru blocarea componentei de curent continuu. Valoarea ei se alege mult mai mare comparativ cu capacitatea prezentată de diodă. Întrucît dioda prezintă în paralel cu capacitatea și o rezistență foarte mare, datorată curentului invers a diodei $\simeq 50$ MΩ) polarizarea poate fi realizată printr-o rezistență *R* de valoare ridicată. Se pot obține astfel factori de calitate ai circuitului suficient de mari. Așa cum rezultă din schema din figura 2.40, acordul va fi realizat prin intermediul potențiometrului *P*, obținîndu-se astfel o bună stabilitate față de vibrații mecanice.

Pentru circuitele în care tensiunea de *RF* este relativ mare (etajele oscilatoare) motajul poate fi realizat ca în figura 2.41. Acest montaj prezintă avantajul că tensiunea de *RF* pe dioda varycap este 1/2 din tensiunea corespunzătoare montajului din figura 2.40. În plus montajul în opoziție a diodelor conduce la o compensare a variațiilor parazite de capacitate datorate tensiunilor de *RF*.

Avantajele acordului electronic sînt :

— posibilitatea miniaturizării ;

— posibilitatea executării comenzii acordului prin intermediul unor generatoare de tensiuni în scară sau rampă care să varieze automat tensiunea de polarizare a diodei varycap (v. cap. 14) ;

— posibilitatea de realizare simplă a telecomenzii ;

— posibilitatea de realizare simplă a controlului automat al frecvenței (*RAF*) ;

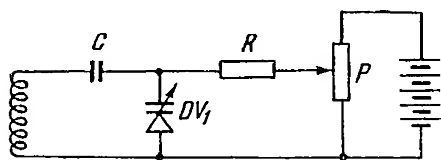


Fig. 2.40. Schemă tipică de utilizare a diodei varycap într-un circuit de intrare.

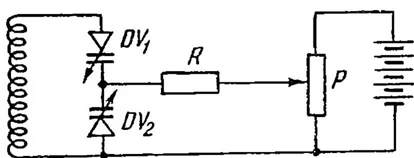


Fig. 2.41. Schemă de circuit de intrare cu acord electronic utilizînd 2 diode varycap.

— posibilitatea de realizare simplă a unei legi date de variația frecvenței în gama de undă sau chiar a posturilor fixe comandate cu clape;
— durata de viață mai mare.

Sistemul prezintă însă și unele dezavantaje și anume:
— necesită diode varycap cu caracteristici capacitate-tensiune cît mai aproape posibil față de cele rezultate din proiectare;
— necesită tensiuni de polarizare stabile;
— necesită utilizarea unor circuite de polarizare care să asigure stabilitatea polarizării (potențiometre de calitate, spre exemplu).

Utilizarea însă a unor componente și a unor tehnologii corespunzătoare conduc la înlăturarea dezavantajelor enumerate.

Sistemul descris mai sus permite realizarea variației frecvenței unui circuit acordat în cadrul unei game de undă prin mijloace electronice. Utilizarea diodelor de comutație permite realizarea comutării electronice a gamelor de undă (v. cap. 14). Pot fi astfel realizate radioreceptoare care să utilizeze doar sisteme electronice de comandă și control.

C. ROLUL PIESELOR DIN CIRCUITELE DE INTRARE ȘI INFLUENȚA PARAMETRILOR ACESTORA ASUPRA RADIORECEPTORULUI

1. CIRCUITELE DE INTRARE UTILIZATE LA RADIORECEPTOARELE ECHIPATE CU TUBURI ELECTRONICE (PENTRU *MA*)

Varietatea mare de circuite de intrare obligă ca analiza să se facă pe o schemă mai generală prezentată în figura 2.42.

C_1, L_1 reprezintă circuitul de absorbție a frecvenței intermediare. Valoarea lui C_1 depinde de valoarea inductanței L_1. O valoare mai mare sau mai mică (abateri de 15 —20%) decît valoarea proiectată, îngreuiază acordul și se manifestă prin pătrunderea semnalelor de *RF* apropiate sau egale cu *FI* în etajele radioreceptorului. Fenomenul se manifestă acustic prin fluierături de interferență.

C_2(500 — 2 000 pF) este condensatorul de cuplare a antenei la circuitele de intrare; în același timp el îndeplinește și rolul de separare. O valoare mai mică micșorează sensibili-

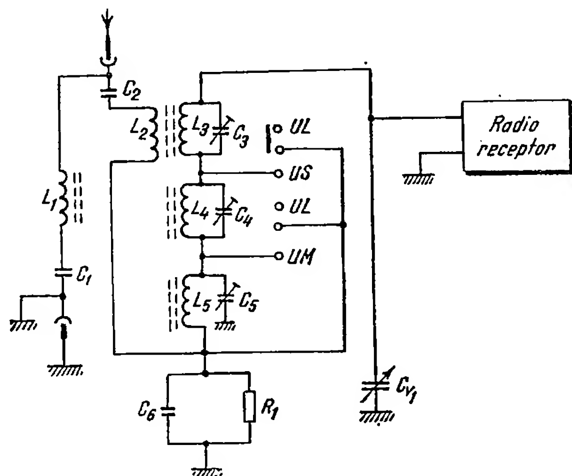


Fig. 2.42. Schemă generală a circuitelor de intrare.

tatea în gamele *UL* şi *UM*. O valoare mai mare provoacă dezacordarea circuitelor de intrare la cuplarea antenei.

L_2 (18—22 μH) este bobina de antenă pe *US*. O valoare mai mare sau mai mică la acord influenţează factorul de transfer.

L_3 (1,4—1,6 μH), L_4(170—180 μH), L_5(1,7—1,9 mH) sînt bobinele circuitelor de intrare utilizate la acord pe gamele *US*, *UM* şi *UL*. Miezul bobinei este în general reglabil. Blocarea miezului sau reducerea dimensiunilor acestuia influenţează negativ posibilităţile de acord către capătul inferior al gamei.

C_3, C_4, C_5 (2—50 pF) sînt condensatoarele ajustabile pentru acordarea circuitelor de intrare către capătul superior al gamelor de *US*, *UM* şi *UL*. Micşorarea ecartului între valoarea minimă şi maximă a capacităţii afectează negativ domeniul de frecvenţe şi sensibilitatea către capătul superior al gamelor.

C_6 (2 000—3 500 pF) este condensatorul de injecţie a semnalului cules de antenă în circuitele de intrare pe *UM* şi *UL*. O valoare mai mare reduce sensibilitatea pe *UM* şi *UL* din cauza divizorului capacitiv C_2, C_6 ; în schimb se micşorează dezacordarea circuitului. O valoare mai mică afectează alinierea şi se manifestă prin sensibilitate inegală în interiorul gamelor *UM* şi *UL*.

R_1 (4—15 kΩ) este rezistenţa de uniformizare a factorului de transfer de tensiune în banda de lucru. O valoare mai mică înseamnă reducerea factorului de transfer (scade sensibilitatea), iar antena măreşte dezacordarea circuitului de intrare. O valoare mai mare nu afectează sensibilitatea, însă poate duce la creşterea modulaţiei cu zgomot de reţea a semnalului recepţionat.

2. CIRCUITELE DE INTRARE UTILIZATE LA RADIORECEPTOARELE ECHIPATE CU TRANZISTOARE (PENTRU *MA*)

Analiza se referă la schema dată în figura 2.43.

C_1 (60—80 pF) este condensatorul de valoare fixă necesar acordului pe *UL*. O valoare mai mare sau mai mică decît valoarea dată în schemă modifică alinierea circuitelor şi ca rezultat se înrăutăţeşte sensibilitatea pe o anumită porţiune a gamei *UL*.

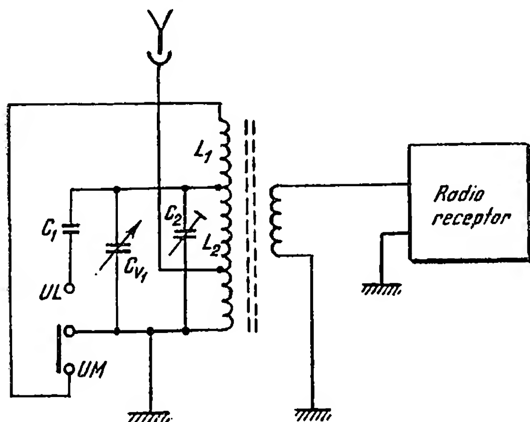


Fig. 2.43. Circuite de intrare utilizate în radioreceptoarele cu tranzistoare.

C_2 (2—20 pF) este condensatorul ajustabil necesar acordului la capătul superior al gamei de *UM*. Modificarea ecartului între valoarea minimă şi maximă afectează negativ acordul la capătul superior al gamei, inclusiv sensibilitatea.

L_1, L_2 sînt bobinele de acord pe *UM* şi *UL*, plasate pe bara de ferită. Alinierea corectă şi implicit sensibilitatea la capătul inferior al gamelor se datoreşte în principal poziţiei pe care bobinele o au pe bara de ferită. Orice modificare a poziţiei lor afectează performanţele radiore-

ceptorului şi necesită o reacordare prin poziţionarea acestora. Pe *UL* circuitul de intrare nu se acordează la capătul superior al gamei.

L_3 este bobina de cuplaj a circuitului de intrare la baza tranzistorului *T* (de injecţie a semnalului cules de antena de ferită).

3. CIRCUITE DE INTRARE UTILIZATE LA RADIORECEPTOARELE PENTRU *UUS*

Analiza se referă la circuitul de intrare prezentat în figura 2.36.

Condensatoarele *C* plasate simetric la intrare au rolul de a compensa efectul inductanţei L_1 la frecvenţa centrală a gamei. O creştere respectiv o micşorare a capacităţii deplasează rezonanţa circuitului către frecvenţa inferioară respectiv superioară din bandă.

L şi *C* (47 pF) împreună cu capacităţile parazite ale montajului formează circuitul acordat pe frecvenţa centrală din gama *UUS*. Modificările acestor elemente afectează sensibilitatea în gama *UUS*.

R are rolul de a amortiza circuitul rezonant şi implicit de a realiza o bandă suficientă pentru a cuprinde toată gama, precum şi asigurarea condiţiilor de adaptare şi îmbunătăţirea raportului *semnal/zgomot*. O valoare prea mică poate duce la atenuări mici ale frecvenţelor imagine. O valoare prea mare poate afecta stabilitatea amplificatorului şi restrîngerea gamei.

La blocul *UUS* echipat cu tranzistoare, adesea se recurge la o schemă cu baza la masă, cu divizor inductiv sau cu divizor capacitiv. Modificarea elementelor din divizor duce la dezacordarea circuitului de intrare şi la neadaptare. Efectul global constă în micşorarea sensibilităţii şi a raportului *semnal/zgomot*.

4. CIRCUITE DE INTRARE CU ACORD ELECTRONIC

Diodele varycap DV_1, DV_2 din figurile 2.40, 2.41 constituie particularităţile acordului electronic. Comanda diodelor se face cu un sistem de rezistenţe şi potenţiometre (*R*, *P*) ce servesc la dozarea tensiunii de polarizare inversă a joncţiunilor. Modificarea valorilor acestor rezistenţe afectează acordul general şi pe cel corespunzător posturilor fixe, ceea ce se manifestă prin micşorarea sensibilităţii şi a raportului *semnal/zgomot*, prin modificarea limitelor gamei *UUS* şi a etalonării scării.

Capitolul 3

AMPLIFICATORUL DE RADIOFRECVENȚĂ

A. GENERALITĂȚI

Amplificatorul de radiofrecvență (*RF*) este montat în radioreceptor după circuitul de intrare și are rolul de a amplifica semnalele *RF* recepționate de antenă. Acest etaj este constituit dintr-un element activ *1* (tranzistor sau tub) și o impedanță de sarcină *2*, care poate fi o rezistență sau un circuit selectiv acordat (fig. 3.1).

În funcție de destinația dată, amplificatoarele de *RF* au frecvențe de lucru și benzi de trecere diferite. Astfel, cele destinate amplificării semnalelor emisiunilor cu modulație de amplitudine din gamele de unde lungi (*UL*), unde medii (*UM*) și unde scurte (*US*) lucrează aproximativ între limitele 100 kHz — 30 MHz și au o bandă de trecere de ordinul kilohertților. Cele destinate amplificării semnalelor emisiunilor cu modulație de frecvență, de foarte înaltă frecvență (*FIF*) lucrează aproximativ între limitele 30 MHz — 300 MHz și au o bandă de trecere de sute de kilohețti.

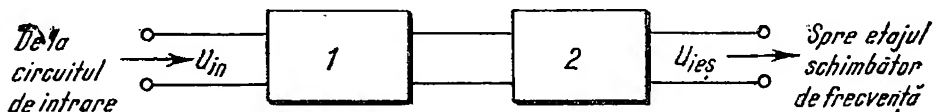


Fig. 3.1. Schema bloc a etajului amplificator *RF*:
1 — element activ; *2* — impedanța de sarcină.

Funcționarea unui amplificator de *RF* este caracterizată printr-o serie de parametri, dintre care cei mai importanți sînt : amplificarea, selectivitatea, distorsiunile și stabilitatea amplificării.

● **Amplificarea** (A) se definește prin raportul între mărimea tensiunii de ieșire U_{ies} și mărimea tensiunii de intrare U_{in}, aidcă (fig. 3.1)

$$A = \frac{U_{ies}}{U_{in}}. \qquad (3.1)$$

Evident, se urmărește ca acest parametru să aibă o valoare cît mai ridicată și cît mai constantă, pentru toate semnalele corespunzătoare frecvențelor din diferitele game de lucru ale radioreceptorului.

● **Selectivitatea** reprezintă variația amplificării în funcție de frecvență, cînd acordul etajului este realizat pe o frecvență f_0. Practic, această selectivitate este determinată de curba de rezonanță a circuitului oscilant de sarcină.

Condiția principală care se impune în această privință etajului amplificator de *RF* este păstrarea unei selectivități cît mai constante în gamele de lucru.

● **Distorsiunile de neliniaritate**, deși semnalele recepționate de etajul amplificator de *RF* sînt de nivel redus, apar datorită neliniarității caracteristicilor tranzistorului (tubului electronic) amplificator și constau în aceea că înfășurătoarea semnalului de *RF* de la ieșirea etajului amplificator conține, pe lîngă componentele de audiofrecvență (*AF*) transmise de la stația de emisie și o serie de armonici, care sînt componente de *AF* străine semnalului util recepționat. Prin detecție se vor separa din înfășurătoare toate componentele de audiofrecvență existente, deci și cele nedorite, care vor perturba audiția. Condiția ce se impune în această privință este să se aleagă un astfel de punct de funcționare al etajului *RF*, încît zona de utilizare a caracteristicilor tranzistorului (tubului) să fie cît mai liniară.

● **Distorsiunile liniare** (ale amplitudinii cu frecvențe) se datoresc formei caracteristicii de frecvență a etajului amplificator *RF* cu circuit de sarcină selectiv, din cauza căruia la ieșire benzile laterale extreme ale semnalului modulat sînt amplificate mai puțin decît purtătoarea și benzile laterale centrale (fig. 3.2, *b*).

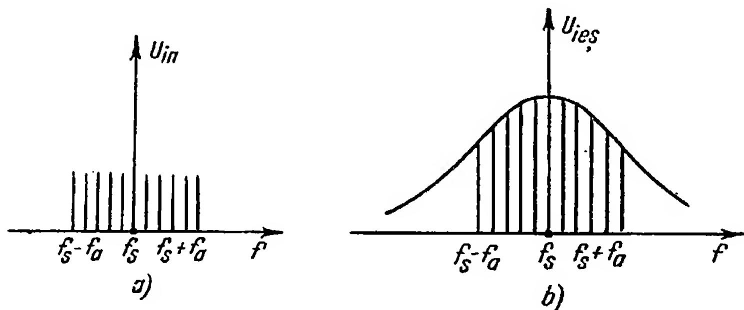


Fig. 3.2. Caracteristica de frecvență a etajului amplificator *RF*:

a — forma semnalului de la intrarea amplificatorului (U_{in}) în funcție de frecvență; *b* — forma semnalului la ieșirea amplificatorului ($U_{ieș}$) în funcție de frecvență; f_S — frecvența purtătoare; f_a — frecvența semnalului audio.

Ținînd seamă de forma acestei caracteristici de frecvență, rezultă că semnalele U_{in}, aplicate la intrarea amplificatorului de *RF* și care au forma prezentată în figura 3.2, *a* nu vor putea fi amplificate uniform. Într-adevăr, deoarece etajul de *RF* are o curba de rezonanță mai strîmtă decît spectrul de frecvență al unei stații considerate, deși la intrare toate benzile laterale au aceeași mărime (fig. 3.2, *a*), la ieșirea din amplificator (fig. 3.2, *b*) nu mai sînt egale, benzile laterale extreme (corespunzătoare frecvențelor audio înalte) fiind defavorizate față de cele centrale (corespunzătoare frecvențelor audio joase).

● **Stabilitatea în funcționare** a amplificatorului de *RF* este una din caracteristicile sale principale. Funcționarea amplificatorului poate fi considerată stabilă dacă acesta nu intră și nu are tendința de a intra în oscilație, iar indicii săi de calitate variază în limite admisibile, în condiții normale de exploatare. Problema de bază care se pune la realizarea amplificatoarelor de *RF*, în special a celor selective, este aceea de a reduce posi-

bilitatea ca fracţiuni însemnate din semnalul de la ieşire ($U_{ieş}$) să ajungă din nou în circuitul de intrare. Respectarea acestei condiţii este necesară deoarece reacţia care apare poate micşora sau mări amplificarea pînă la apariţia oscilaţiilor. Calea de reacţie este asigurată de existenţa unei capacităţi C_r între intrarea şi ieşirea amplificatorului (fig. 3.3). Această capacitate nu poate fi redusă sub o anumită valoare şi creează o reactanţă de cuplaj ce scade odată cu creşterea frecvenţei. Referindu-ne la montajul din figura 3.3, se observă că impedanţa sa de sarcină, constituită dintr-un circuit oscilant derivaţie (L, C) se comportă ca o capacitate pentru frecvenţe mai mari decît frecvenţa de rezonanţă f_0 şi ca o inductanţă pentru frecvenţe mai mici decît f_0. Rezultă de aici că semnalul de la ieşire nu va fi în antifază cu cel aplicat la intrare, ci va avea şi un defazaj suplimentar, înainte sau înapoi. Acest defazaj, combinat cu efectul reactanţei de cuplaj şi cu cel al reactanţei de intrare, poate face ca semnalul transferat la intrare să fie în fază cu semnalul aplicat iniţial. Dacă valoarea semnalului de reacţie atinge pe cea a semnalului iniţial, atunci semnalul de reacţie ajunge să-l substituie pe acesta şi în astfel de condiţii la ieşirea amplificatorului *RF* se obţin semnale, fără ca la intrarea acestuia să fie aplicat un semnal exterior. În acest caz etajul încetează a mai fi amplificator şi devine oscilator, funcţie ce trebuie împiedicată.

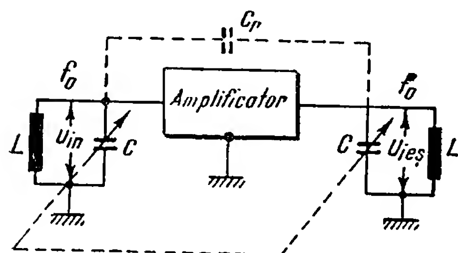


Fig. 3.3. Montaj în care se arată influenţa capacităţii C_r existentă între intrarea ieşirea unui amplificator.

Este de menţionat că reacţiile parazite din etajele de *RF* sînt supărătoare nu numai datorită pericolului de intrare în oscilaţie, ci şi pentru că înaintea intrării în oscilaţie reacţia pozitivă măreşte amplificarea şi selectivitatea. Efectul este supărător reacţiei nefiind constantă cu frecvenţa, radioreceptorul devine instabil. Din această cauză, combaterea reacţiei parazite nu se referă numai la împiedicarea intrării în oscilaţie a etajului amplificator, ci şi la asigurarea unui anumit grad de stabilitate, exprimat în funcţie de parametrii acestuia.

În ceea ce priveşte utilizarea într-un radioreceptor a amplificatorului de *RF*, trebuie spus că în unele situaţii prezenţa lui este strict necesară, iar în altele, facultativă.

La radioreceptoarele superheterodină cu modulaţie de amplitudine semnalele de la ieşirea amplificatorului de *RF* sînt aplicate, în general, etajului schimbător de frecvenţă, astfel încît amplificarea acestora pînă la detector se face la frecvenţă înaltă, cît şi la frecvenţă intermediară.

În condiţiile tehnicii actuale tranzistoarele şi tuburile electronice moderne permit realizarea în etajele de frecvenţă intermediară (*FI*) a unor amplificări şi a unei selectivităţi cu totul satisfăcătoare cerinţelor impuse. Din această cauză utilizarea în aceste scopuri a etajelor de *RF* la astfel de radioreceptoare nu este în general necesară, ele folosindu-se de obicei în radioreceptoarele de clasă superioară şi în cele de pe autovehicule, la care condiţiile de recepţie impun exigenţe privind performanţele electrice.

Totuşi, introducerea în radioreceptorul superheterodină a unui amplificator de *RF* aduce o serie întreagă de îmbunătăţiri.

Astfel, acest etaj contribuie la mărirea amplificării totale pînă la demodulator, permiţînd în acest fel ca în etajele de *AF* să fie necesară o amplificare mai mică. În plus, semnalele aplicate demodulatorului fiind de nivel mare, demodularea se face fără distorsiuni de neliniaritate.

Al doilea şi totodată unul dintre principalele motive al introducerii unui etaj amplificator de *RF* este îmbunătăţirea raportului *semnal/zgomot*. Într-adevăr, un tub electronic sau un tranzistor, folosit într-un amplificator de *RF*, are un zgomot propriu mai mic decît atunci cînd este folosit într-un schimbător de frecvenţă. În aceste condiţii etajul de *RF* permite, pe de o parte, ca la intrare să se recepţioneze semnale mai mici, iar pe de altă parte, furnizează la ieşire (adică la intrarea în schimbătorul de frecvenţă) un nivel al semnalelor mai ridicat faţă de nivelul zgomotelor etajului schimbător de frecvenţă. Dacă nu ar exista etajul de *RF*, atunci primul etaj ar fi schimbătorul de frecvenţă, ale cărui zgomote mari nu ar permite recepţia unor semnale atît de mici ca în cazul anterior. Altfel spus, pentru un acelaşi raport *semnal/zgomot* un etaj schimbător de frecvenţă necesită un semnal mai mare decît un etaj amplificator, rolul etajului de *RF* fiind deci tocmai de a ridica nivelul semnalului pînă la valoarea la care acesta depăşeşte cu mult nivelul zgomotului peste care se aplică. Din aceste considerente în gama de *UUS* se foloseşte totdeauna amplificatorul de *RF*, pentru a îmbunătăţi raportul *semnal/zgomot* ştiut fiind că în acest dimeniu al semnalelor de foarte înaltă frecvenţă (*FIF*) perturbaţiile sînt date în principal de zgomotele circuitului de intrare şi ale primului etaj amplificator.

Un alt avantaj este că folosirea unui etaj amplificator *RF* permite mărirea eficienţei reglajului automat al amplificării (*RAA*) din radioreceptor, prin aplicarea controlului dispozitivului de *RAA* şi pe acest etaj. Acest lucru poate fi făcut şi la etajul schimbător de frecvenţă, însă cu rezerve din cauza influenţelor nedorite asupra stabilităţii oscilatorului local.

Utilizarea etajelor amplificatoare de *RF* prezintă însă şi unele dezavantaje. Astfel, fiind necesară acoperirea prin acord variabil a unui spectru foarte larg de frecvenţe, amplificarea şi selectivitatea etajului nu rămîn constante într-o bandă de frecvenţe considerată. În plus, în domeniul undelor scurte şi ultrascurte, datorită creşterii frecvenţei de lucru, rezistenţa de intrare a etajului amplificator scade, din care cauză scade atît amplificarea cît şi selectivitatea circuitului de intrare.

Folosirea etajului de *RF* duce la creşterea preţului de cost al radioreceptorului, datorită necesităţii utilizării unor piese în plus şi a complicării altora, ca de exemplu utilizarea condensatorului variabil cu trei secţiuni. Totodată aceste noi instalaţii complică montajul, reglarea şi depanarea radioreceptorului astfel realizat.

B. AMPLIFICATORUL DE RADIOFRECVENŢĂ CU TRANZISTOARE

Schemele de amplificatoare *RF* cu tranzistoare sînt restrînse ca tipuri reprezentative, dar aceste montaje implică unele precauţii şi luarea unor măsuri legate de reacţia internă puternică a tranzistoarelor, de impedanţele mici ale acestor dispozitive semiconductoare şi de necesitatea adaptării.

În ceea ce privește tipurile de montaje utilizate se menționează că, în general, pentru frecvențele corespunzătoare de *UL*, *UM* și *US* tranzistorul amplificator de *RF* se montează cu emitorul comun, iar pentru gama de *UUS* se montează cu baza comună. Mai rar se folosește montajul cu colectorul comun, numit și repetor-emitor, această schemă fiind recomandată cînd se urmărește o separare mai bună între două etaje sau două circuite.

Pentru a se asigura un montaj stabil, se utilizează tranzistoare cu capacitate de reacție de valoare redusă, recurgîndu-se în acest sens la tranzistoare de tip mesa sau planar epitaxial. Cu astfel de tranzistoare se obține o amplificare stabilă, pînă la frecvențe relativ înalte, fără neutrodinare și dezadaptări importante. Dealtfel pentru un amplificator *RF* care funcționează într-o bandă largă de frecvențe, neutrodinarea nu mai este eficace.

Pentru o cît mai eficientă utilizare se recomandă alegerea unor tranzistoare cu admitanțe de intrare și ieșire cît mai mici, în scopul reducerii amortizării circuitelor acordate din intrarea și ieșirea amplificatorului *RF* și deci a obținerii unor selectivități cît mai bune.

1. AMPLIFICATOARE DE RF CU TRANZISTOARE PENTRU GAMELE DE *UL, UM, US*

În tehnica actuală a construcției radioreceptoarelor cu tranzistoare se utilizează două tipuri de amplificatoare *RF* : amplificatoare aperiodice și amplificatoare acordate.

a. Amplificator aperiodic cu rezistență

Acest tip de amplificator este folosit mai ales în gamele de *UM* și *UL* și mult mai rar în gama de *US*. Prezintă avantajul că montajul este simplu și are o amplificare mai stabilă decît cel cu sarcină acordată. În figura 3.4, *a*

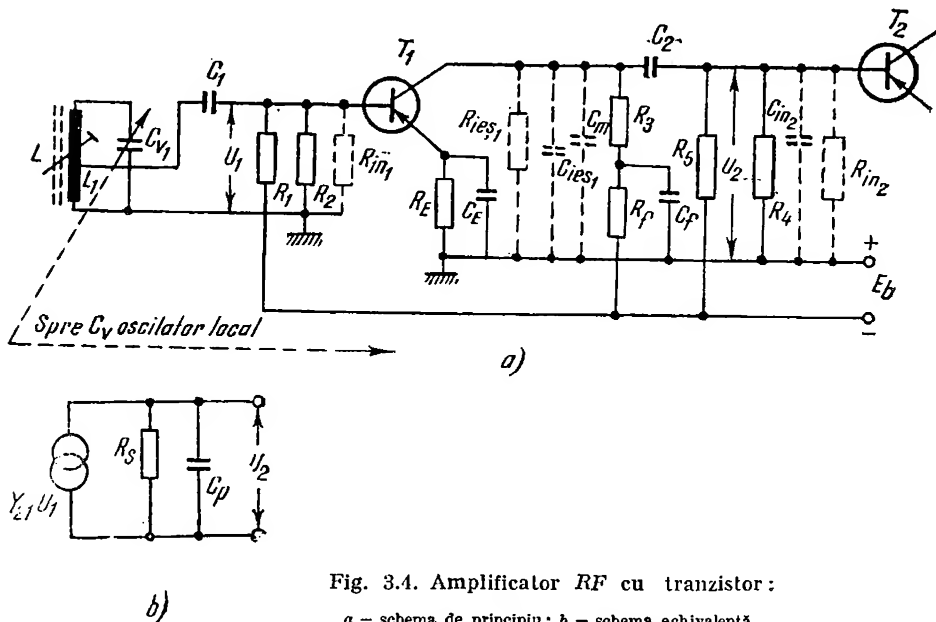


Fig. 3.4. Amplificator *RF* cu tranzistor:

a — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

este prezentată schema de principiu a unui amplificator de *RF* aperiodic cu tranzistoare, în montaj cu emitorul comun.

Funcţionarea acestui montaj este următoarea : tranzistorul T_1 este excitat în circuitul de bază de tensiunea de semnal de înaltă frecvenţă U_1. Baza tranzistorului amplificator este cuplată prin intermediul condensatorului de cuplaj C_1 la o priză a circuitului oscilant L, C_{v1}, efectuîndu-se astfel adaptarea şi menţinîndu-se un factor de calitate satisfăcător pentru acest circuit. Semnalul amplificat de către tranzistorul T_1 este aplicat, prin intermediul condensatorului de cuplaj C_2, la baza tranzistorului T_2 care, de obicei, constituie etajul schimbător de frecvenţă. Condensatoarele C_1 şi C_2 constituie un scurtcircuit pentru semnalul de radiofrecvenţă.

În ceea ce priveşte valoarea rezistenţei de sarcină R_3 (fig. 3.4, *a*), aceasta este determinată în funcţie de rezistenţa echivalentă de sarcină R_s, componentă a impedanţei echivalente de sarcină Z_s a tranzistorului amplificator, împreună cu C_p, care este constituită din toate capacităţile parazite dintre ieşirea tranzistorului amplificator de *RF* şi intrarea celui următor. Amplificarea de tensiune a unui astfel de etaj este (fig. 3.4, *b*)

$$A_u = \frac{y_{21}}{1/R_s + j\omega C_p} \tag{3.2}$$

unde :

$$C_p = C_{ies_1} + C_m + C_{in_2} \tag{3.3}$$

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_{ies_1}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_{in_2}} \tag{3.4}$$

Rezistenţa R_s, fiind determinată cu ajutorul relaţiei de mai sus, se poate calcula mărimea rezistenţei de sarcină R_3 :

$$R_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{ies_1}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_{in_2}}}. \tag{3.5}$$

Valorile uzuale pentru R_3 sînt de ordinul kiloohmilor. Considerînd f_c frecvenţa la care reactanţa capacităţii C_p devine egală cu rezistenţa de sarcină R_s, adică frecvenţa la care cîştigul amplificatorului scade cu 3 dB, rezultă :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\, C_p\, R_s}. \tag{3.6}$$

Pentru a se evita o variaţie prea mare a amplificării în banda de recepţie, se recomandă ca frecvenţa f_p să se aleagă mai mare decît frecvenţa maximă a benzii de recepţie.

Prezenţa în montaj (fig. 3.4, *a*) a grupului R_f (valori uzuale : 3—5 kΩ), C_f (valori uzuale : 25—50 nF) este impusă de necesitatea separării acestui etaj amplificator de celelalte etaje, prevenind astfel cuplajul parazit prin impedanţa comună a sursei de alimentare.

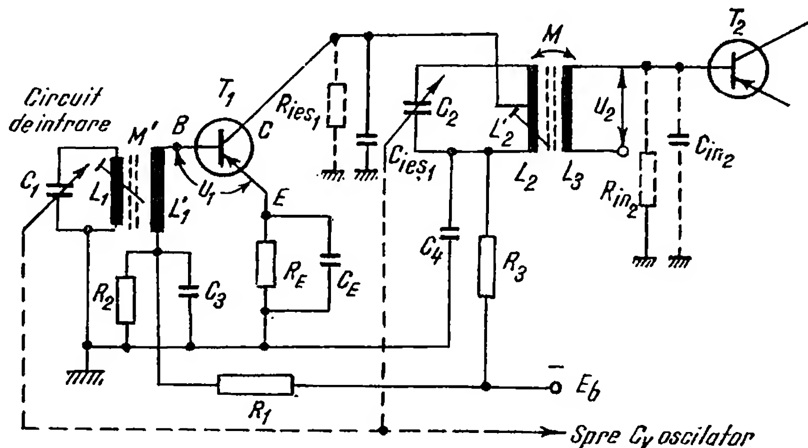
Rezistenţa R_E serveşte pentru stabilizare termică şi este decuplată la masă prin condensatorul C_E.

Este evident că utilizarea unui amplificator de *RF* aperiodic nu aduce îmbunătăţiri în ceea ce priveşte selectivitatea radioreceptorului, dar prezintă avantaje în ceea ce priveşte protecţia etajului schimbător de frecvenţă faţă de semnalele foarte puternice din antenă, cît şi în privinţa îmbunătăţirii caracteristicii de *RAA*.

b. Amplificatorul RF cu circuit acordat

Aceste etaje pot fi întîlnite fie în montaje cu circuite acordate cu acord continuu, pe o gamă de unde, fie cu acord fix pe o frecvenţă a unei benzi relativ nu prea mari (amplificatoare semiaperiodice), cu utilizări în special pentru benzile de radiodifuziune din gamele de *US*.

● **Amplificator *RF* cu circuit acordat, cu acord continuu.** În figura 3.5, *a* este prezentată schema de principiu a unui astfel de amplificator. Circuitul de intrare (L_1, C_1) se cuplează cu intrarea tranzistorului amplifica-



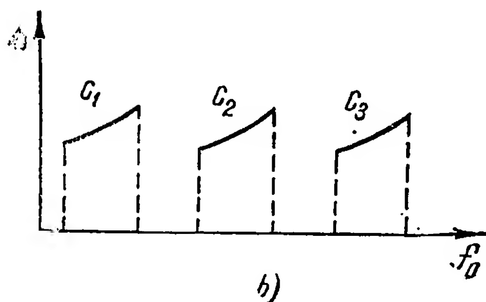


Fig. 3.5. Amplificator *RF* cu circuit acordat:

a – schema de principiu; *b* – variaţia amplificării cu frecvenţa; C_1 – unde lungi; C_3 – unde medii; C_2 – unde scurte.

tor T_1, prin inductanţa mutuală M', existentă între bobinele L_1 şi L_1'. Bobina L_1', care are o inductanţă mai mică decît bobina L_1, serveşte la adaptarea circuitului acordat cu impedanţa de intrare a tranzistorului, care este de valoare redusă. Soluţia prezintă totodată şi avantajul că în acest fel circuitul oscilant este mai puţin influenţat de impedanţa de intrare a tranzistorului T_1 şi deci prezintă astfel o selectivitate mai bună.

Polarizarea bazei se obţine prin divizorul format din rezistenţele R_1 şi R_2. Condensatorul C_3 este utilizat pentru decuplarea la masă a rezistenţei R_2 din punctul de vedere al curentului alternativ. Rezistenţa R_E decuplată

la masă de condensatorul C_E servește pentru stabilizarea regimului de funcționare a tranzistorului la variații de temperatură.

Circuitul de sarcină, compus din bobina L_2 și condensatorul variabil C_2 (montat pe același ax cu condensatorul variabil al circuitului de intrare C_1 și cel al oscilatorului local), este acordat tot pe frecvența semnalului. Condensatorul C_4, de capacitate mare (zeci de nanofarazi), decuplează la masă circuitul oscilant pentru curenții de RF. Semnalul de RF amplificat este transmis, prin cuplaj mutual, de la bobina L_2, la bobina L_3, de unde se aplică mai departe la intrarea etajului următor (de obicei schimbătorul de frecvență). Tranzistorul T_1 este conectat la o priză a bobinei circuitului de sarcină în scopul reducerii amortizării circuitului acordat, produsă de rezistența de ieșire de valoare coborîtă a tranzistorului amplificator.

Pentru determinarea parametrilor fundamentali ce caracterizează amplificatorul de RF cu tranzistoare din figura 3.5, se recurge la schema echivalentă prezentată în figura 3.6. Tipul tranzistorului ce urmează să fie utilizat într-un amplificator se determină avînd în vedere frecvența maximă la care lucrează montajul. Pentru o funcționare normală este necesar ca $f_{max} < 0{,}4\ f_\alpha$.

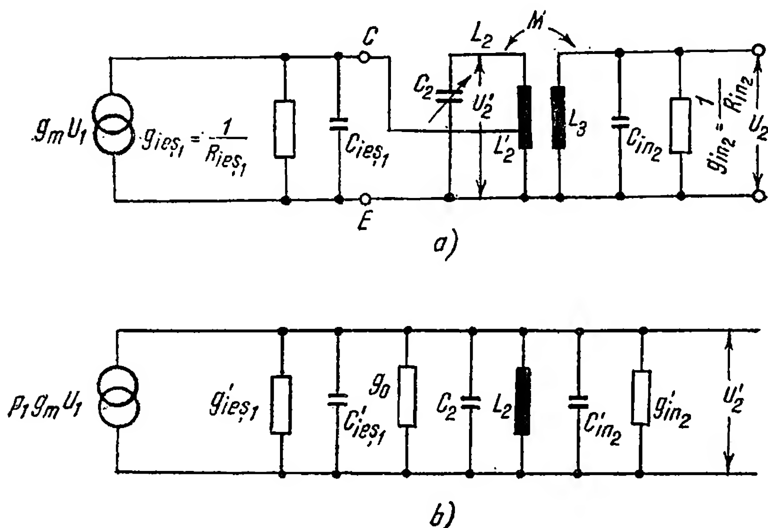


Fig. 3.6. Scheme echivalente ale montajului din figura 3.5:

a — schema echivalentă cu prize pe bobine; *b* — schema echivalentă cu toate elementele transferate la bornele circuitului oscilant L_2C_2.

În figura 3.6, *a* este prezentată schema echivalentă simplificată a etajului amplificator din figura 3.5, *a*, iar în figura 3.6, *b*, schema în care toate elementele din montaj au fost raportate la bornele circuitului oscilant L_2C_2. Se notează cu p_1 raportul dintre bobina L_2' și bobina L_2:

$$p_1 = \frac{L_2'}{L_2} \tag{3.7}$$

și cu p_2 raportul dintre inductanța mutuală de cuplaj M și bobina L_2:

$$p_2 = \frac{M}{L_2}, \tag{3.8}$$

Cu aceste notații, elementele raportate la bornele circuitului oscilant capătă următoarele valori :

$$\begin{aligned} C'_{ies_1} &= p_1^2\ C_{ies_1}; \\ C'_{in_2} &= p_2^2\ C_{in_2}; \\ g'_{ies_1} &= p_1^2\ g_{ies_1}; \\ g'_{in_2} &= p_2^2\ g_{in_2}. \end{aligned} \tag{3.9}$$

Valoarea conductanței proprii g_0 a circuitului oscilant L_2C_2, în gol, este :

$$g_0 = \frac{1}{\omega_0 L_2 Q_0}, \tag{3.10}$$

unde Q_0 este factorul de calitate în gol al circuitului, iar $\omega_0 = 2\ \pi f_0$, în care f_0 este frecvența de acord a circuitului de sarcină.

Conductanța totală g_t a circuitului acordat este :

$$g_t = g_0 + g'_{ies_1} + g'_{in_2}. \tag{3.11}$$

Fiind cunoscută valoarea conductanței totale, se poate determina factorul de calitate în sarcina Q_s al circuitului acordat :

$$Q_s = \frac{1}{\omega_0 L g_t}. \tag{3.12}$$

Din condiția de adaptare, exprimată prin aceea că puterea de *RF* debitată de tranzistorul amplificator în circuitul de sarcină se repartizează integral între pierderile proprii ale circuitului și puterea consumată la intrarea etajului următor, rezultă relația :

$$g'_{ies_1} = g_0 + g'_{in_2}. \tag{3.13}$$

Ținînd seamă de valoarea stabilită pentru g_t în relația (3.11), se obține :

$$g'_{ies_1} = \frac{g_t}{2} \tag{3.14}$$

$$g'_{in_2} = \frac{g_t}{2} - g_0. \tag{3.15}$$

În aceste condiții se pot scrie pentru p_1 și p_2 următoarele relații de dimensionare :

$$p_1 = \frac{L'_2}{L_2} = \sqrt{\frac{g'_{ies_1}}{g_{ies_1}}} \tag{3.16}$$

$$p_2 = \frac{M}{L_2} = \sqrt{\frac{g'_{in_2}}{g_{in_2}}}, \tag{3.17}$$

Din aceste egalități rezultă valoarea inductanței L_2' (deci poziția prizei pe bobina L_2) și valoarea inductanței de cuplaj M:

$$L_2' = \sqrt{\frac{g_{ies_1}'}{g_{ies_1}}} L_2 \tag{3.18}$$

$$M = \sqrt{\frac{g_{in_2}'}{g_{in_2}}} L_2 \tag{3.19}$$

avînd în vedere că valoarea lui L_2 se determină din condiția de rezonanță a circuitului acordat.

Valoarea inductanței bobinei L_3 se obține din egalitatea $M = k\sqrt{L_2 L_3}$, unde M are valoarea determinată mai sus, iar k este factorul de cuplaj între bobinele L_3 și L_4. Rezultă pentru L_3 valoarea:

$$L_3 = \frac{1}{k^2} \frac{g_{in_2}'}{g_{in_2}} L_2. \tag{3.20}$$

Tensiunea alternativă U_2' de la bornele circuitului acordat se determină din relația (fig. 3.6, *b*):

$$U_2' = \frac{p_1 g_m u_1}{g_t} \tag{3.21}$$

sau

$$\frac{U_2'}{U_1} = p_1 \frac{g_m}{g_t} \tag{3.22}$$

unde g_m este transductanța (panta) tranzistorului.

Amplificarea de tensiune a etajului este:

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_2'} \cdot \frac{U_2'}{U_1} = p_2 \cdot \frac{p_1 \cdot g_m}{g_t}; \tag{3.23}$$

Ținînd seamă de relația (3.12) expresia amplificării poate fi pusă sub forma:

$$A_u = p_1 \cdot p_2 \cdot g_m \omega_0 L Q_s, \tag{3.24}$$

de unde rezultă că, avînd în vedere că într-o gamă unde factorul de calitate Q_s are o valoare practic constantă, amplificarea etajului crește odată cu frecvența semnalului recepționat, acesta reprezentînd un dezavantaj al montajului.

Avînd în vedere că există posibilitatea de a varia cuplajul dintre circuitul primar și secundar se poate aranja ca mărimea amplificării să se păstreze în același ordin de mărime la trecerea de la o gamă de unde la alta (v. fig. 3.5, *b*).

În ceea ce privește selectivitatea etajului, aceasta este dată de relația:

$$\frac{|A|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2 {}^2}} \tag{3.25}$$

în care:

Δf reprezintă dezacordul față de frecvența de rezonanță f_0 pe care este acordat circuitul de sarcină;

Q_s — factorul de calitate în sarcină al circuitului acordat.

Banda de trecere a etajului (B), considerată la nivelul la care amplificarea scade la valoarea $\frac{1}{\sqrt{2}}$ din amplificarea la rezonanță, rezultă din condiția:

$$\frac{|A|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{3.26}$$

de unde:

$$B = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q_s}. \tag{3.27}$$

Relația de mai sus arată, reținînd faptul că Q_s este aproximativ constant, că selectivitatea și banda de trecere nu sînt constante în interiorul unei game de unde, ci variază odată cu frecvența f_0 a semnalului pe care se acordă radioreceptorul.

În ceea ce privește puterea utilă P_u, debitată de amplificatorul RF la ntrarea tranzistorului T_2, aceasta este dată de relația

$$P_u = \frac{1}{2}[U_2']^2 \cdot g_{in_2}' = \frac{1}{2}\ \frac{p_1^2 g_m^2 u_1^2}{g t^2}\ p_2^2 g_{in_2} \tag{3.28}$$

iar puterea de excitație a etajului amplificator de RF are valoarea:

$$P_{ex} = \frac{1}{2} U_1^2 g_{in_1}. \tag{3.29}$$

Amplificarea de putere A_p a etajului este:

$$A_p = \frac{P_u}{P_{ex}} = \frac{g_{in_2}}{g_{in_1}}\ \frac{p_1^2 p_2^2 g_m^2}{g^{t2}} \tag{3.30}$$

● **Amplificatorul cu acord fix.** Acest tip de amplificatoare, care fac legătura între cele aperiodice și cele cu circuit acordat, sînt amplificatoare

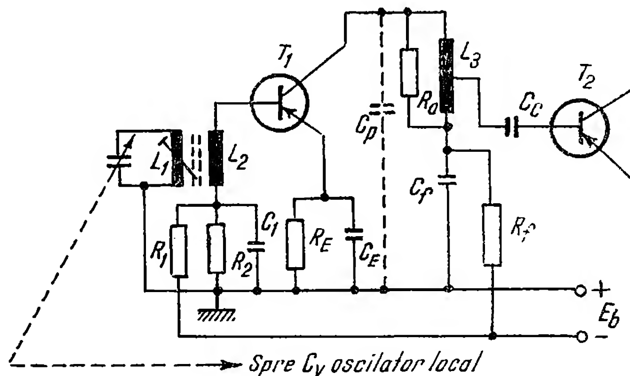


Fig. 3.7. Amplificator de *RF* cu acord fix.

de bandă largă, la care circuitul de sarcină are acord fix pe frecvenţa mijlocie a benzii de trecere. Schema este similară cu cea prezentată în figura 3.5, cu deosebirea că C_2 este înlocuit cu un condensator de valoare fixă. O amortizare a unui astfel de circuit, realizată cu ajutorul unei rezistenţe, permite trecerea întregii benzi, cu o atenuare destul de mică la capete.

O variantă a acestui montaj, frecvent întîlnită, este aceea la care bobina din circuitul de sarcină (v. L_3 din fig. 3.7) este acordată cu capacităţile parazite ale montajului (C_p), la capătul superior al benzii de recepţionat, putîndu-se astfel compensa atît efectul şuntării sarcinii de către aceste capacităţi, cît şi efectul, uneori destul de pronunţat, al scăderii rezistenţei de intrare a etajului următor.

Pentru lărgirea benzii de trecere se foloseşte rezistenţa de amortizare R_a, factorul de calitate în sarcină al circuitului L_3C_p, fiind de valoare redusă.

2. AMPLIFICATORUL DE RF PENTRU UNDE ULTRASCURTE CU TRANZISTOARE

În radioreceptoare amplificatorul de foarte înaltă frecvenţă este destinat pentru amplificarea semnalului cu modulaţie de frecvenţă. Acest etaj amplificator lucrează fie în gama (65—73 MHz (norma OIRT), fie în gama 87—104 MHz (norma CCIR) fie în alte benzi similare (88—108 MHz; 87—100 MHz etc.). El constituie, împreună cu circuitul de intrare, cu schimbătorul de frecvenţă şi cu oscilatorul local pentru canalul de *MF* al radioreceptorului, o unitate constructivă cunoscută sub denumirea de blocul de unde ultrascurte (*UUS*).

Avînd în vedere că în gama de *UUS* zona de recepţie este limitată, este necesar să se obţină, încă din acest etaj de *RF*, o amplificare cît mai mare, în condiţiile unei stabilităţi corespunzătoare şi a unui raport *semnal/zgomot* de valoare ridicată. Rezultă de aici că amplificatorul de foarte înaltă frecvenţă din blocul de *UUS*, prezintă o deosebită importanţă în realizarea performanţelor ce se impun unui asemenea ansamblu funcţional.

Avînd în vedere că în gama de *UUS* nivelul perturbaţiilor industriale şi atmosferice este neînsemnat, sensibilitatea reală se poate ridica pînă la valoarea la care ea este limitată de nivelul zgomotelor de fluctuaţii ale diferitelor elemente ale schemei. Se ştie că sensibilitatea reală a unui radioreceptor este determinată de tensiunea minimă a semnalului de la intrare, care este necesară pentru obţinerea la ieşire a unei anumite puteri utile, pentru un raport *semnal/zgomot* dat. Rezultă de aici că este necesar, pe de o parte, să se obţină o amplificare maximă a semnalului recepţionat, iar pe de altă parte să se menţină la minimum nivelul zgomotelor interne ale radioreceptorului. În aceste condiţii este evident că aplicarea semnalului recepţionat direct la etajul schimbător de frecvenţă, aşa cum se obişnuieşte, în general, în cazul radioreceptoarelor pentru emisiuni cu *MA*, nu este aici o soluţie avantajoasă. Aşadar utilizarea în lanţul de *UUS* a etajului de foarte înaltă frecvenţă vine să rezolve problema îmbunătăţirii raportului *semnal/zgomot*, deoarece el oferă avantajul amplificării semnalului recepţionat la un nivel de zgomote cu mult mai scăzut decît schimbătorul de

frecvență. În plus, prezența amplificatorului de foarte înaltă frecvență duce la îmbunătățirea selectivității radioreceptorului față de semnalele de frecvență intermediară și imagine, constituind în același timp un important separator între etajul oscilator (producător de radiații parazite) și circuitul de antenă.

Toate aceste motive menționate mai sus fac ca amplificatoarele de foarte înaltă frecvență să fie utilizate totdeauna la radioreceptoarele *MF*.

În ceea ce privește tranzistoarele acestea folosite sînt de tip drift ($f\beta_1 = 75$ ... 100 MHz), mesa ($f\beta_1 = 150$ ... 200 MHz) sau planare ($f\beta_1 = 500$ MHz). La aceste frecvențe foarte înalte unii parametri, cum ar fi faza pantei și modulul ei, capacitatea de reacție, rezistențele de intrare și ieșire joacă un rol deosebit de important în funcționarea amplificatorului. Se reține de aici că la frecvențele de lucru ale benzii de *UUS*, tranzistoarele prezintă, în general, o defazare între curentul de colector și tensiunea de comandă, din care cauză intervin unele probleme în realizarea schemelor de blocuri *UUS* cu tranzistoare.

În ceea ce privește schema electrică de principiu, amplificatorul de foarte înaltă frecvență este realizat în patru tipuri de variante:

— schema cu emitorul comun;
— schema cu baza comună;
— schema cu punct intermediar la masă;
— schema în montaj cascodă.

a. Amplificatorul pentru UUS în montaj cu emitorul comun

În cazul utilizării schemei cu emitorul comun, pentru stabilitatea în funcționare a amplificatorului este necesară neutrodinarea.

În figura 3.8 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de foarte înaltă frecvență în montaj cu emitorul comun și care, pentru asigurarea stabilității, este neutrodinat. Funcționarea etajului este următoarea: de la circuitul de intrare prin capacitatea C_1 (valori uzuale: 10—500 pF), semnalul este aplicat la baza tranzistorului, circuitul de

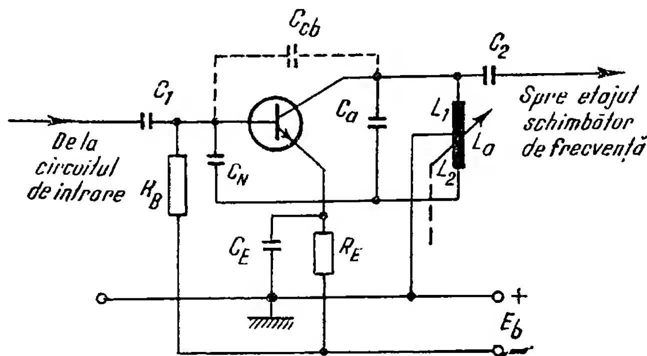


Fig. 3.8. Amplificator de foarte înaltă frecvență în montaj cu emitorul comun.

sarcină al etajului amplificator fiind realizat de bobina L_a și condensatorul C_a. Semnalul de foarte înaltă frecvență este aplicat la etajul schimbător de frecvență prin intermediul condensatorului C_2 (valori uzuale 2—10 pF).

Pentru compensarea reacției interne a tranzistorului, produsă prin capacitatea colector-bază (C_{cb}), se aduce la intrarea amplificatorului, prin capacitatea C_N (de ordinul picofarazilor) o tensiune egală și în antifază cu tensiunea de reacție internă.

Polarizările emitorului și bazei sînt realizate prin rezistențele R_E și R_B (de ordinul kiloohmilor), condensatorul C_E (de ordinul nanofarazilor) fiind utilizat pentru decuplarea la masă a emitorului din punctul de vedere al semnalului de foarte înaltă frecvență.

b. Amplificatorul pentru UUS în montaj cu baza comună

În figura 3.9 este prezentată schema de principiu a unui amplificator pentru *UUS*, realizat în montaj cu baza comună. Este montajul utilizat cel mai frecvent în scheme de blocuri de *UUS*.

Din punctul de vedere al semnalului de foarte înaltă frecvență baza tranzistorului este conectată la masă prin condensatorul C_3. Montajul lucrează de obicei fără neutrodinare, stabilitatea față de oscilațiile parazite fiind mare, într-un astfel de montaj reacția pozitivă, datorită capacității dintre colector și emitor fiind utilizată pentru creșterea rezistenței de intrare și a rezistenței interne a tranzistorului (cu circa 20%).

Circuitul L_1, C_1 acordat de obicei pe frecvența din mijlocul benzii de *UUS* servește pentru aplicarea semnalului de la antenă la intrarea tranzistorului amplificator. Sarcina etajului de frecvență foarte înaltă este circuitul acordat L_a, C_a. Rezistența la rezonanță a circuitului acordat, în gol, este de circa 5 kΩ. Ea este amortizată de rezistența de ieșire $R_{ieș_1}$ a tranzistorului amplificator și de rezistența de intrare R_{in_2} a tranzistorului schimbător de frecvență, la care se cuplează prin intermediul condensatorului C_c.

Polarizarea bazei este realizată prin divizorul R_1, R_2, iar cea a emitorului prin rezistența R_E, decuplată, pentru semnalul de foarte înaltă frecvență, prin capacitatea C_E.

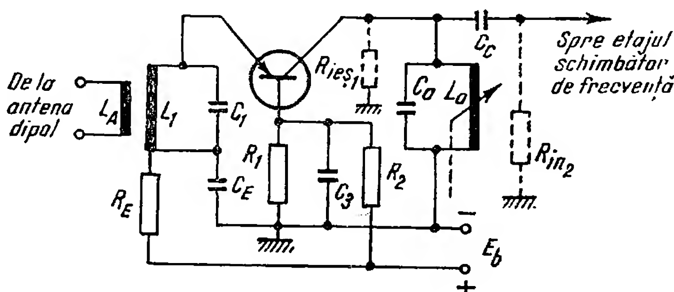


Fig. 3.9. Amplificator de foarte înaltă frecvență în montaj cu baza comună.

c. Amplificatorul pentru UUS în montaj cu punct intermediar la masă

În figura 3.10 este prezentată schema de principiu a unui amplificator pentru *UUS* în montaj cu punct intermediar la masă, cu circuit de intrare cu cuplaj inductiv. Avînd în vedere că montajul în conexiune cu punct intermediar la masă are o amplificare mai mare și zgomotul mai mic decît montajul cu baza comună, el este utilizat în special în cazurile în care frecvența de lucru se apropie de frecvența de tăiere a tranzistorului.

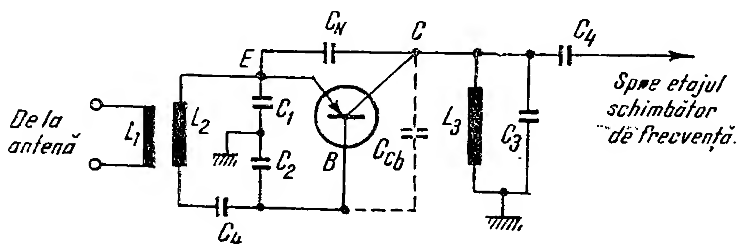


Fig. 3.10. Amplificator de foarte înaltă frecvență în conexiune cu punct intermediar la masă.

Pentru compensarea reacției interne a tranzistorului, produsă prin capacitatea colector-bază (C_{cb}), se aduce la intrarea amplificatorului, prin capacitatea C_N, o tensiune egală și în antifază cu tensiunea de reacție internă.

d. Amplificatorul pentru UUS în montaj cascodă

Etajul amplificator de foarte înaltă frecvență, realizat în montaj cascodă (fig. 3.11) prezintă avantajul unei amplificări mari, al unui zgomot propriu redus și al unei independențe între admitanța de intrare și cea de ieșire. Primul tranzistor T_1 lucrează în schema cu emitorul comun, iar cel de-al doilea tranzistor T_2 lucrează în schema cu baza comună.

Prezența condensatorului C_{V1} permite creșterea selectivității circuitului de intrare. Avînd în vedere că montajul cascodă asigură independență

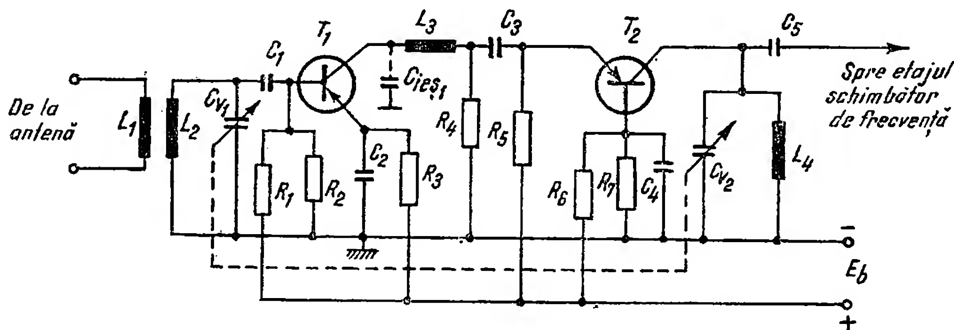


Fig. 3.11. Amplificator de foarte înaltă frecvență în montaj cascodă.

între admitanța de intrare și cea de ieșire, creșterea selectivității se poate face fără a influența admitanța de ieșire a montajului.

Pentru a înlătura unele semnale perturbatoare, capacitatea de ieșire $C_{ieș_1}$ a primului tranzistor T_1, împreună cu bobina L_3, formează un filtru trece-jos pentru frecvențele în jurul a 30 MHz.

Al doilea tranzistor T_2 se cuplează la primul prin intermediul condensatorului C. În colectorul acestui tranzistor este conectat circuitul de sarcină L_4, C_{V2}. Cuplajul cu etajul schimbător de frecvență este făcut prin intermediul condensatorului C_5.

Polarizarea bazei primului tranzistor este realizată prin divizorul R_1, R_2, iar cea a emitorului prin rezistența R_3, decuplată, pentru semnalul de foarte înaltă frecvență, prin capacitatea C_2. La cel de-al doilea tranzistor al montajului cascodă (T_2), polarizarea bazei este făcută prin intermediul rezistențelor R_6 și R_7, ultima fiind decuplată la masă, din punctul de vedere al semnalului de foarte înaltă frecvență, prin capacitatea C_4. Polarizarea emitorului este realizată prin rezistența R_5.

C. AMPLIFICATORUL DE RADIOFRECVENȚĂ CU TUBURI ELECTRONICE

1. AMPLIFICATOARE DE RF CU TUBURI ELECTRONICE PENTRU GAMELE DE *UL, UM, US*

Pentru etajul *RF* din radioreceptoarele de radiodifuziune cu *MA* se folosesc tuburi pentode de înaltă frecvență, cu capacitatea dintre anod și grila de comandă cît mai mică (de ordinul a 0,005 pF), cu rezistență internă R_i mare (de ordinul a 1 MΩ), cu pantă de valoare ridicată ($>$ de 2 mA/V) și variabilă, pentru a permite utilizarea tubului în sistemul de *RAA*.

Ca tipuri reprezentative de amplificatoare *RF* cu tuburi electronice se menționează :

— amplificatorul de *RF* aperiodic ;
— amplificatorul de *RF* acordat.

a. Amplificatorul de RF aperiodic

În figura 3.12 este prezentată schema de principiu a unui amplificator aperiodic, tubul folosit fiind o pentodă.

Impedanța de sarcină este constituită din rezistența R_s în paralel cu rezistența de grilă a tubului schimbător de frecvență R'_g și cu capacitatea parazită C_p (formată din capacitatea de ieșire a tubului amplificator $C_{ieș}$, de circa 4 pF, capacitatea de intrare a etajului următor C_{in}, de circa 5 pF, și de capacitatea montajului C_m, de circa 10 pF).

Valoarea rezistenței R_s este aleasă suficient de mică (cîțiva kiloohmi) pentru ca la capătul superior al gamei de recepționat să nu se manifeste prea puternic efectul de șuntare al capacităților parazite, rezistența R'_g putînd fi neglijată, avînd în vedere că valoarea acesteia este de circa 1 MΩ. Într-adevăr, reactanța prezentată de aceste capacități parazite

scăzînd cu frecvenţa, şuntează din ce în ce mai puternic rezistenţa R_s, şi din această cauză valoarea impedanţei de sarcină se reduce şi odată cu ea se reduce şi amplificarea obţinută.

Pentru ca această scădere să apară deasupra capătului superior al gamei de recepţionat, rezistenţa de sarcină trebuie să aibă o valoare mai mică decît reactanţa capacităţii parazite la frecvenţa superioară a acestei game. Soluţia duce însă la o reducere importantă a amplificării faţă de condiţiile obişnuite, impunînd totodată utilizarea de tuburi cu pantă de valoare ridicată. Din această cauză amplificatorul aperiodic descris se întîlneşte mai frecvent în gamele de *UL* şi *UM* şi mai rar în gamele de *US*.

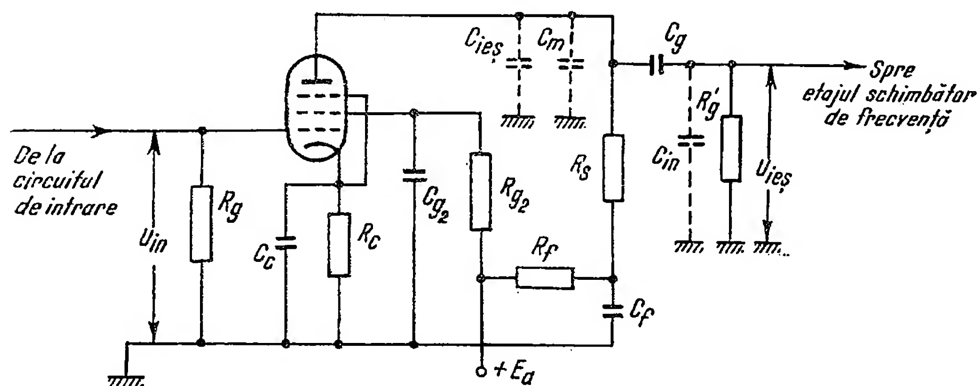


Fig. 3.12. Amplificator de *RF* aperiodic.

Transmiterea tensiunii amplificate a semnalului util (obţinută la bornele impedanţei de sarcină a amplificatorului *RF*), la grila de comandă a tubului etajului următor (schimbătorul de frecvenţă), se face prin intermediul condensatorului de cuplaj C_g (valori uzuale: 100—300 pF).

În ceea ce priveşte calculul parametrilor unui astfel de amplificator acesta este apropiat de cel al amplificatoarelor *RF* cu tranzistoare.

b. Amplificatorul RF cu circuit acordat

După modul de conectare al circuitului oscilant în circuitul anodic al tubului, există următoarele tipuri reprezentative de amplificatoare de *RF*:

— amplificatoare cu cuplaj direct;

— amplificatoare cu cuplaj prin inductanţă mutuală.

● **b. Amplificatorul de RF cu cuplaj direct.** În figura 3.13 este prezentată schema unui etaj amplificator cu circuitul oscilant de sarcină, conectat direct în circuitul anodic, de unde dealtfel îi vine şi numele de amplificator cu cuplaj direct.

Funcţionarea acestui montaj este următoarea: tubul T_1 este excitat în circuitul de grilă de tensiunea de semnal de înaltă frecvenţă U_1, obţinută de la circuitul de intrare. Sarcina acestui tub este constituită din circuitul oscilant derivaţie format în principal din inductanţa *L* şi capacitatea variabilă C_{V_2}. Condensatorul C_f avînd capacitatea mult mai mare decît

capacitatea maximă a condensatorului variabil şi fiind montat în serie cu acesta, modifică foarte puţin capacitatea totală de acord. Într-adevăr, capacitatea serie echivalentă C_s este:

$$C_s = \frac{C_{V_2} C_f}{C_{V_2} + C_f} = \frac{C_{V_2}}{1 + \frac{C_{V_2}}{C_f}}. \tag{3.31}$$

Cum s-a presupus că $C_f \gg C_{V_2}$, rezultă că raportul $\frac{C_{V_2}}{C_f} \ll 1$ şi deci practic $C_s \simeq C_{V_2}$.

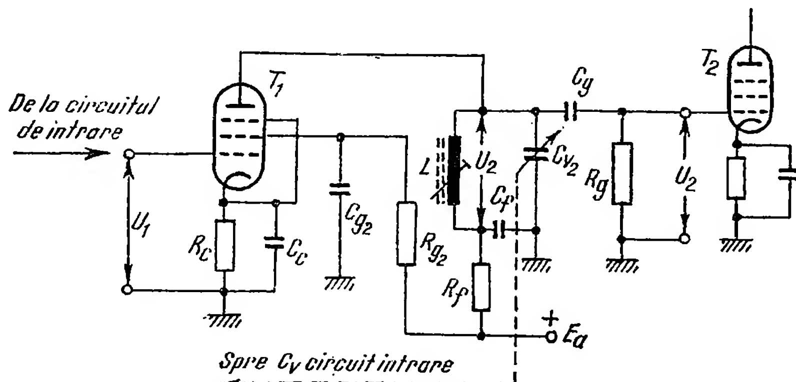


Fig. 3.13. Amplificator de *RF* cu cuplaj direct.

Circuitul oscilant fiind acordat prin monoreglaj, pe aceeaşi frecvenţă cu circuitul de intrare, adică pe frecvenţa semnalului de *RF* cu care a fost excitat etajul, la bornele sale se obţine tensiunea de semnal de radiofrecvenţă amplificată (U_2). Acest semnal este aplicat, prin condensatorul de cuplaj C_g, circuitului de grilă al tubului următor T_2, care constituie etajul schimbător de frecvenţă. Condensatorul C_g (de valori cuprinse între 100 şi 500 pF) prezintă pentru tensiunea de semnal reactanţă foarte mică faţă de rezistenţa R_g. În aceste condiţii tensiunea de la grila tubului T_2 este practic egală cu tensiunea de la bornele circuitului oscilant.

Grupul R_c C_c din circuitul de catod al tubului T_1 reprezintă grupul de negativare automată.

Rezistenţa R_{g2} foloseşte pentru polarizarea grilei ecran (valori de ordinul zecilor de kiloohmi) şi este decuplată în curent alternativ de condensatorul C_{g2} (cu valori de ordinul zecilor de nanofarazi). Rezistenţa R_f (cîteva mii de ohmi) serveşte împreună cu condensatorul C_f (zeci de nF) pentru filtrarea tensiunii anodice.

Pentru a determina amplificarea şi selectivitatea etajului de *RF* descris mai sus, se recurge la schema echivalentă în curent alternativ din figura 3.14, *a*. În această schemă se pot neglija condensatoarele C_f şi C_g, care reprezintă un scurtcircuit pentru semnalele de *RF*. Compunînd într-una singură toate capacităţile conectate în paralel pe circuitul acordat rezultă:

$$C = C_{V_2} + C_{ies_1} + C_{in_2} \tag{3.32}$$

unde :

C_{V_2} este capacitatea circuitului oscilant ;
C_{ies_1} — capacitatea de ieşire a tubului T_1 (de ordinul a 5—10 pF) ;
C_{in_2} — capacitatea de intrare a etajului următor (de ordinul a 10 pF).

Trecînd în serie cu inductanţa L rezistenţele R_g şi R_{in}, care se găsesc în paralel cu aceasta, cu ajutorul relaţiei cunoscute :

$$r_{serie} = \frac{\omega^2 L^2}{R_{derivaţie}} \tag{3.33}$$

se obţine :

$$r = r_L + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_g} + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_{in_2}} \tag{3.34}$$

unde :

r_L este rezistenţa bobinei circuitului oscilant ;
R_{in_2} — rezistenţa de intrare a etajului următor (de ordinul unităţilor de megohmi).

Rezultă în acest fel circuitul echivalent simplificat în figura 3.14, *b*, în care C şi r au semnificaţiile din relaţiile de mai sus.

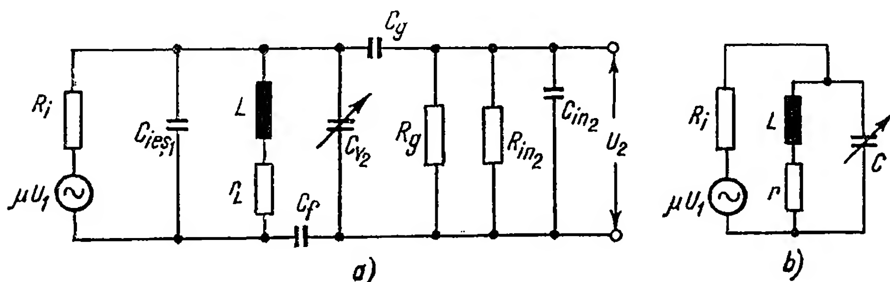


Fig. 3.14. Circuitul echivalent al amplificatorului de *RF* din figura 3.13 : *a* — schema echivalentă cu toate elementele ; *b* — schema simplificată.

Spre deosebire de amplificatoarele aperiodice, unde capacităţile parazite înrăutăţesc condiţiile de funcţionare şi nu pot fi transformate în elemente utile, în acest caz ele sînt folosite ca elemente ce participă la stabilirea acordului, împreună cu condensatorul variabil.

La rezonanţă circuitul oscilant din figura 3.14, *b* se prezintă ca o rezistenţă :

$$R_0 = \frac{L}{C_r} = \omega_0 L Q_S \tag{3.35}$$

iar amplificarea A_0 a etajului are următoarea expresie :

$$A_0 = \frac{\mu R_0}{R_i + R_0} = \frac{\frac{\mu}{R_i} R_0}{1 \; \frac{R_0}{R_i}} \tag{3.36}$$

Deoarece $\frac{R_0}{R_i} \ll 1$ (în acest etaj se folosesc numai pentode de înaltă frecvenţă a căror rezistenţă internă R_i este foarte mare — de ordinul a 1 MΩ — în comparaţie cu impedanţa la rezonanţă R_0 a circuitul oscilant — zeci de mii de ohmi), amplificarea A_0 se poate scrie:

$$A_0 = SR_0 = S\omega_0 LQ_S. \tag{3.37}$$

Cînd R_g şi R_{in_2} sînt foarte mari faţă de impedanţa la rezonanţă a circuitului oscilant, atunci cele două rezistenţe pot fi neglijate şi în acest caz amplificarea capătă valoarea maximă:

$$A_{0max} = S\omega_0 LQ_0 \tag{3.38}$$

unde

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r_L}, \tag{3.39}$$

Aşa după cum rezultă din relaţie, amplificarea la rezonanţă A_0 depinde de panta tubului, care este de dorit să fie cît mai mare, în acest fel fiind îmbunătăţit şi raportul *semnal/zgomot* la intrarea etajului.

Considerînd o gamă de unde în care, lucrîndu-se cu aceeaşi inductanţă, factorul de calitate Q_0 rămîne practic constant, amplificarea etajului creşte odată cu frecvenţa semnalului recepţionat, aceasta reprezentînd un dezavantaj al montajului.

În plus, la schimbarea bobinei circuitului oscilant (adică atunci cînd se trece de la o gamă de undă la alta) se schimbă şi ordinul de mărime al amplificării etajului, pentru că odată cu modificarea valorii inductanţei se schimbă şi impedanţa circuitului oscilant. Astfel, amplificarea scade cînd se trece de la gama de unde lungi la unde medii şi respectiv de la unde medii la unde scurte (fig. 3.15).

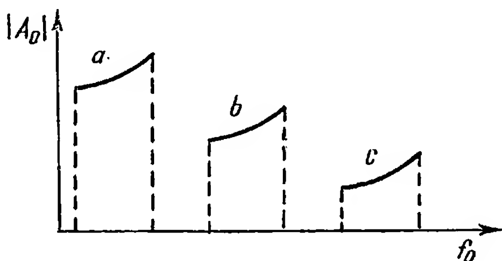


Fig. 3.15. Variaţia amplificării etajului RF cu cuplaj direct:

a — unde lungi; *b* — unde medii; *c* — unde scurte.

În ceea ce priveşte selectivitatea etajului amplificator, ea se determină cu ajutorul relaţiei:

$$\frac{|A|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2 Q_t^2}} \tag{3.40}$$

şi reprezintă modul de variaţie, în funcţie de frecvenţa, a amplificării $|A|$ faţă de amplificarea $|A_0|$ de la rezonanţă, unde:

Δf reprezintă dezacordul faţă de frecvenţa de rezonanţă f_0 pe care este acordat circuitul de sarcină;

Q_t — factorul de calitate total şi egal cu $\frac{Q_S}{1 + \frac{R_i}{R_0}}$;

R_i — rezistenţa internă a tubului electronic.

Banda de trecere ($2\Delta f$) a etajului, considerată la nivelul la care amplificarea scade la valoarea $\frac{1}{\sqrt{2}}$ din amplificarea de la rezonanță, rezultă din condiția :

$$\frac{|A|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \qquad (3.41)$$

de unde :

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q_t}, \qquad (3.41)$$

Relațiile de mai sus arată că selectivitatea și banda de trecere ($2\Delta f$) nu sînt constante în interiorul unei game de unde, ci variază odată cu frecvența f_0 a semnalului pe care se acordă radioreceptorul. Considerînd că într-o gamă de undă factorul de calitate Q_t este practic constant, rezultă că banda de trecere $2\,f$ crește, iar selectivitatea scade atunci cînd frecvența purtătoare f_0 crește.

O problemă importantă de care trebuie ținut seamă la acest tip de scheme este aceea a determinării unei amplificări maxime pentru care este asigurat montajului un anumit grad de stabilitate, socotit acceptabil. Se poate arăta că, pentru un amplificator de RF cu cuplaj direct, funcționarea este considerată stabilă dacă este satisfăcută inegalitatea :

$$SR'_0\, R_0\, \omega_0\, C_r < (0{,}18 \qquad 0{,}32) \qquad (3.43)$$

unde :

S este panta tubului ;
R'_0, R_0 — impedanța la rezonanță a circuitului acordat din grilă, respectiv din anod ;
ω_0 — pulsația semnalului ;
C_r — capacitatea de reacție a elementului amplificator.

● **Amplificatorul RF cu cuplaj prin inductanță mutuală.** Acest etaj are circuitul oscilant cuplat, printr-un transformator de înaltă frecvență, cu circuitul anodic al tubului amplificator T_1 (fig. 3.16).

Funcționarea etajului este următoarea : tubul T_1 este excitat în circuitul de grilă cu tensiunea de semnal de înaltă frecvență U_1, obținută de la circuitul de intrare, acordat pe frecvența stației pe care dorim s-o

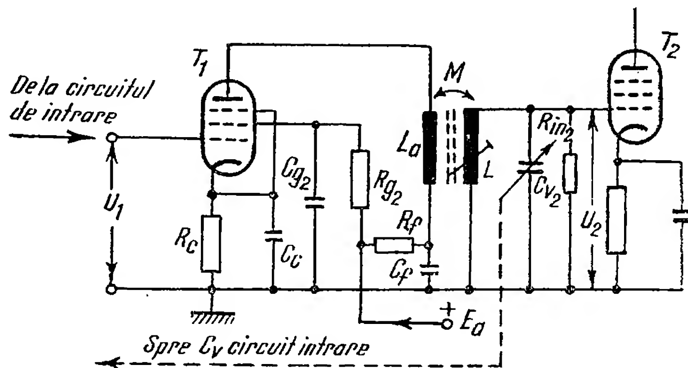


Fig. 3.16. Amplificator RF cu cuplaj prin inductanță mutuală

recepționăm. În circuitul anodic al tubului curentul de *RF*, corespunzător semnalului aplicat, induce în înfășurarea secundară (bobina L), prin intermediul inductanței L_a, o t.e.m. de inducție de aceeași frecvență. Cum circuitul secundar este acordat prin monoreglaj pe aceeași frecvență cu circuitul de intrare, tensiunea U_2 la bornele sale are o valoare maximă.

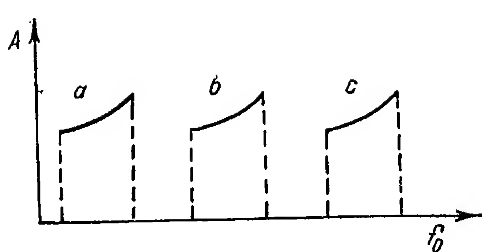


Fig. 3.17. Variația amplificării etajului *RF* cu cuplaj prin inductanță mutuală: *a* — unde lungi; *b* — unde medii; *c* — unde scurte.

Amplificatorul cu cuplaj prin transformator se folosește în mod curent în radioreceptoare. În comparație cu schema cu cuplajul direct al circuitului oscilant, această schemă permite să se aleagă cuplajul dorit între circuitul oscilant și tub. Avînd posibilitatea de a varia cuplajul circuitului secundar și deci mărimea amplificării, se poate obține prin aceasta un mare avantaj și anume acela că amplificarea nu mai are salturi brușe de mărime cînd se trece de la o gamă la alta (fig. 3. 17). Problema se rezolvă prin alegerea unui astfel de cuplaj încît ordinul de mărime al amplificării să fie același pe toate gamele de unde.

Important de reținut la amplificatorul cu cuplaj prin inductanță mutuală este faptul că lipsește grupul de cuplaj spre grila tubului următor, acesta nemafiind necesar deoarece circuitul oscilant L, C_{V2} este izolat de tensiunea continuă anodică, iar polarizarea grilei tubului T_2 se asigură prin bobina L.

Ca dealtfel toate tipurile de etaje de *RF* și acesta prezintă dezavantajele că amplificarea crește, iar selectivitatea scade cu creșterea frecvenței purtătoare a stației recepționate.

În ceea ce privește amplificarea la rezonanță A_0 a unui astfel de etaj aceasta are valoarea:

$$A_0 = SR_0p = S\omega_0 LQ_p, \tag{3.44}$$

unde

$$p = \frac{M}{L} < 1.$$

După cum se vede, expresia amplificării cu cuplaj prin inductanță mutuală este aceeași ca și pentru amplificatorul cu cuplaj direct, cu deosebirea că se înmulțește cu factorul $p < 1$. Rezultă de aici că amplificarea etajului cu cuplaj prin inductanță mutuală este mai mică decît cea a amplificatorului cu cuplaj direct.

Dacă rezistența de intrare R_{in} a tubului următor este foarte mare, cuplajul între L_a și L este slab și dacă pentru tubul T_1 (v. fig. 3.16) se folosește o pentodă (pentru ca R_i să fie mai mare), atunci selectivitatea etajului este dată de expresia:

$$\frac{|A|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2 Q_i^2}} \tag{3.45}$$

care este identică cu relația corespunzătoare etajului cu cuplaj direct.

2. AMPLIFICATORUL DE RF PENTRU UNDE ULTRASCURTE CU TUBURI ELECTRONICE

Pentru amplificatoarele *RF* lucrînd la foarte înaltă frecvență (*FIF*) apar o serie de probleme, deosebite față de cele întîlnite în gamele de *UL*, *UM* și *US*, din cauză că la aceste frecvențe foarte înalte inductanțele parazite ale tuburilor electronice și timpul de tranzit al electronilor micșorează foarte mult rezistența de intrare (R_{in}) a acestor dispozitive. În aceste condiții menționate mai sus, rezistența de intrare R_{in} are valoarea :

$$R_{in} = \frac{b}{f^2}, \tag{3.46}$$

unde :

$$b = \frac{1}{4\pi^2 S (L_c C_{gc} + k \cdot \tau)}. \tag{3.47}$$

în care :

S este fanta tubului electronic;
L_c — inductanța parazită a catodului tubului electronic;
C_{gc} — capacitatea grilă-catod;
k — constantă caracteristică structurii constructive a tubului electronic și egală, în general, cu 1/20;
τ — timpul de trecere al electronilor de la catod la anod.

Din expresia lui R_{in} se observă că la tuburile lucrînd la foarte înaltă frecvență rezistența de intrare scade rapid cu frecvența, căpătînd valori foarte reduse.

Tipurile de scheme care se utilizează cel mai frecvent în gama de *UUS* sînt :

— schema cu catodul comun (la masă);
— schema cu grila comună (la masă);
— schema cu punct intermediar la masă.

În majoritatea cazurilor cel mai folosit tub electronic este trioda datorită avantajelor pe care acesta le are față de tuburile cu mai multe grile : un nivel redus al zgomotelor proprii și o impedanță de intrare suficient de mare, calități care duc la creșterea raportului *semnal/zgomot*, la îmbunătățirea coeficientului de transfer al circuitului de intrare și a selectivității, în raport cu semnalele externe perturbatoare.

Utilizarea tubului triodă în etajele amplificatoare de foarte înaltă frecvență prezintă însă și unele dezavantaje, în sensul că valoarea ridicată a capacității parazite dintre anod și grilă (C_{ag}) provoacă instabilitate în funcționarea montajului, deficiență care se poate însă înlătura prin neutrodinare.

a. Amplificatorul pentru UUS în montaj cu catodul comun

În figura 3.18, *a* este prezentată schema unui amplificator de foarte înaltă frecvență în montaj cu catodul comun.

Semnalul din antenă este transmis prin bobina L_A circuitului acordat *LC* și de aici la grila tubului amplificator. Sarcina amplificatorului de

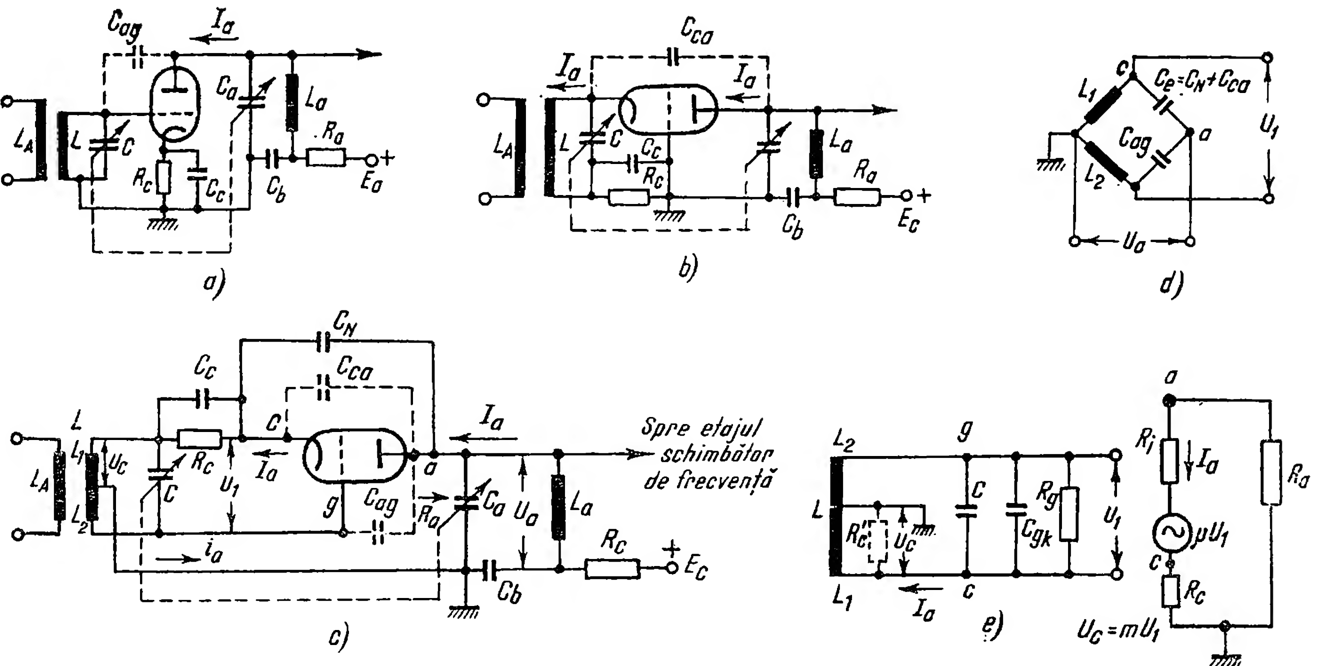


Fig. 3.18. Amplificator de foarte înaltă frecvență:

a – schema cu catodul la masă; b – schema cu grila la masă; c – schema cu punct intermediar la masă; d – punte de neutrodinare pentru montajul cu punct intermediar la masă; e – scheme electrice echivalente ale montajului cu punct intermediar la masă.

foarte înaltă frecvență este constituită din circuitul oscilant L_aC_a, alimentarea cu tensiune anodică fiind realizată prin intermediul rezistenței R_a, decuplată la masă pentru înalta frecvență prin condensatorul C_b de capacitate mare (de ordinul a 2—3 nF).

Negativarea etajului este obținută prin rezistența de catod R_c, decuplată la masă prin capacitatea C_c, care prezintă un scurtcircuit pentru semnalul de foarte înaltă frecvență.

Avantajele montajului prezentat sînt : impedanța de intrare mare și obținerea unei amplificări de valoare ridicată. Din cauza capacității importante dintre anod și grilă (C_{ag}) are loc însă o reacție pozitivă între ieșire și intrare și schema funcționează instabil.

Într-adevăr, în etajul de amplificare impedanța între grilă și catod poate avea, în funcție de acordul circuitului de grilă, caracter inductiv, capacitiv sau rezistiv. Tensiunea anodică este divizată între capacitatea anod grilă C_{ag} și impedanța grilă-catod. La frecvențe mai mici decît frecvența de acord a circuitului rezonant de grilă, impedanța acestuia are un caracter inductiv și produce un defazaj suplimentar al tensiunii de reacție, care face ca la grilă să se aplice o componentă de tensiune în fază cu tensiunea de intrare.

Cu toate că există posibilitatea neutrodinării, acest montaj este rareori utilizat, unul dintre motive fiind și acela că o astfel de schemă permite ca radiațiile parazite ale oscilatorului local să atingă, de obicei, niveluri peste valorile acceptate de norme.

b. Amplificatorul pentru UUS în montaj cu grilă comună

Schema cu grila comună (fig. 3.18, *b*) are o bună stabilitate, aceasta datorită faptului că valoarea capacității parazite între anod și catod C_{ca} este mică și deci reacția nedorită între circuitul de ieșire și cel de intrare nu este importantă. După cum se constată însă din schemă, componenta alternativă a curentului anodic I_a trece prin circuitul de intrare și din această cauză impedanța de intrare a tubului este foarte mică și deci și factorul de transfer este mic.

c. Amplificatorul pentru UUS în montaj cu punct intermediar la masă

Un compromis între schema cu catodul la masă și cea cu grila la masă îl prezintă schema cu punct intermediar la masă (fig. 3.18, *c*).

Acest punct este comun atît pentru circuitul de intrare, cît și pentru cel anodic.

Notînd cu m raportul $\frac{U_c}{U_1}$, se observă că pentru $m = 0$ se obține schema cu catodul la masă, iar pentru $m = 1$, schema cu grila la masă.

În figura 3.18, *d* este reprezentat circuitul echivalent al punții de neutrodinare pentru montajul din figura 3.18, *c*. Cînd puntea se află la echilibru, nu există reacție între ieșire și intrare, adică factorul de transfer între ieșirea etajului (circuitul L_a, C_a) și intrarea etajului (L, C) este nul.

Neglijînd inductivitatea mutuală M între L_1 şi L_2, precum şi efectul rezistenţei de ieşire $R_{ieş}$ a tubului, puntea se găseşte la echilibru dacă este satisfăcută condiţia :

$$\frac{L_1}{L_2}=\frac{C_e}{C_{ag}}. \tag{3.48}$$

Valoarea rezistenţei de intrare R_{in} într-un astfel de montaj, în condiţiile în care schema este neutrodinată, se poate determina considerînd circuitul echivalent din figura 3.18, *e*. Presupunînd că circuitele de intrare şi ieşire sînt la rezonanţă, puterea totală la intrare este :

$$P_{in}=\frac{1}{2}\cdot\frac{U_1^2}{R_{in}}=\frac{1}{2}\left[\frac{U_1^2}{R_g}+I_aU_c\right], \tag{3.49}$$

unde R_g reprezintă rezistenţa de intrare a tubului între grilă şi catod în montaj cu catodul la masă.

Ţinînd seamă de notaţie :

$$m=\frac{U_C}{U_1} \tag{3.50}$$

rezultă :

$$\frac{U_1^2}{R_{in}}=\frac{U_1^2}{R_g}+mI_aU_1. \tag{3.51}$$

Circuitul de sarcină al amplificatorului fiind la rezonanţă şi considerînd valoarea impedanţei lui egală cu R_a, se poate scrie pentru circuitul anodic următoarea ecuaţie (fig. 3.18, *c*) :

$$(\mu+m)\ U_1=I_a(R_i+R_a), \tag{3.52}$$

unde R_i este rezistenţa internă a tubului electronic.

Rezultă pentru I_a :

$$I_a=\frac{(\mu+m)\,U_1}{R_i+R_a}\cong\frac{SU_1}{1+\frac{R_a}{R_i}}, \tag{3.53}$$

avînd în vedere că $\mu \gg m$.

Înlocuind valoarea lui I_a în expresia (3.51) se obţine :

$$\frac{1}{R_{in}}=\frac{1}{R_g}+\frac{mS}{1+\frac{R_a}{R_i}} \tag{3.54}$$

Se observă că pentru $m=0$ se obţine valoarea rezistenţei de intrare pentru montajul cu catodul comun, iar pentru $m=1$, pentru montajul cu grila comună. Valorile recomandate pentru factorul m în cazul montajului cu punct intermediar la masă sînt în limitele 0,3—0,6. Rezultă de aici că, în funcţie de alegerea punctului de legare la masă, componenta alternativă a curentului anodic străbate o impedanţă mai mare sau mai mică în circuitul acordat din grilă (fig. 3.18, *c*). Cu cît punctul de legare la masă este mai apropiat de catod, cu atît impedanţa de intrare este mai mare, dar în aceeaşi măsură creşte şi importanţa influenţei capacităţii parazite C_{ag} şi invers. În cazul cînd punctul intermediar este suficient de apropiat de grilă, în general, se poate renunţa la neutrodinare. Trebuie menţionat

faptul că priza mediană poate fi realizată nu numai pe bobină, ca în figura 3.18, *c*, ci şi prin intermediul a două capacităţi, de valori convenabil alese ca în figura 3.19, *a*.

Montajele prezentate în figurile 3.18, *c* şi 3.19, *a* sînt curent utilizate în schemele practice, alegerea punctului intermediar fiind dictată, de regulă, de realizarea unui compromis între condiţia de adaptare de putere şi condiţia de adaptare în ceea ce priveşte zgomotul la intrarea etajului amplificator.

Pentru a ilustra modul în care se efectuează neutrodinarea şi în cazul unui montaj cu punct intermediar la masă, prin divizor capacitiv, în

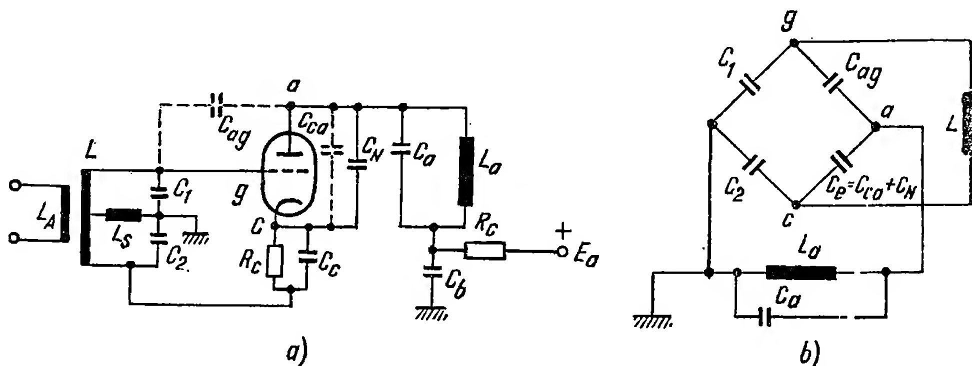


Fig. 3.19. Amplificator de foarte înaltă frecvenţă

a — schema de principiu; *b* — punte de neutrodinare între intrarea şi ieşirea amplificatorului.

figura 3.19, *b* este prezentată schema unei astfel de punţi care se referă la amplificatorul de foarte înaltă frecvenţă din figura 3.19, *a*. Într-adevăr, după cum reiese din figură, într-o diagonală a punţii care se formează în felul acesta este conectat circuitul anodic acordat al etajului amplificator de foarte înaltă frecvenţă (L_a, C_a), iar în cea de-a doua diagonală este conectat circuitul grilă-catod al tubului (L). Neglijînd inductanţa L_s, care este o bobină de şoc pentru *RF*, puntea este echilibrată cînd : $C_1/C_2 = C_{ag}/C_e$. În aceste condiţii intrarea şi ieşirea amplificatorului sînt complet separate şi deci nu se mai poate aplica tensiune din circuitul anodic în circuitul grilă-catod, prin capacitatea internă a tubului C_{ag}.

d. Amplificatorul pentru UUS în montaj cascodă

O altă combinaţie între avantajele montajului cu catodul comun (impedanţă de intrare mare) şi ale montajului cu grila comună (stabilitate mare şi pătrundere mică a tensiunii de frecvenţa oscilatorului local la intrarea radio-receptorului) este aşa-numitul amplificator de tip cascodă.

În montajul prezentat în figura 3.20, *a*, prima triodă este conectată în montaj cu catodul comun. Impedanţa de sarcină a acestui etaj este constituită din rezistenţa de intrare a tubului din etajul următor, conectat cu grila la masă. Deoarece şi la montajul cascodă există pericolul unei injecţii de semnal din circuitul de anod în cel de grilă, prin intermediul capacităţii parazite anod-grilă C_{ag}, etajul cu catodul comun este neutrodinat.

Datorită faptului că amplificarea de tensiune a primei triode este practic egală cu unitatea, efectul capacităţii anod-grilă este mai redus şi din această cauză este posibil să se realizeze un circuit de neutrodinare care să asigure o bună stabilitate a montajului pe o întreagă gamă de frecvenţe de recepţionat.

În figura 3.20, *b* este prezentată schema primului etaj, cu circuit de neutrodinare în punte. Dacă este îndeplinită condiţia:

$$\frac{C_{ag}}{C_{gc}} = \frac{C_N}{C_1} \tag{3.55}$$

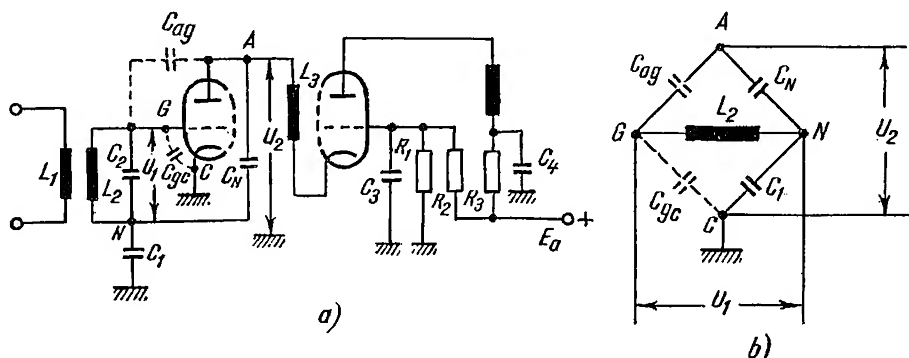


Fig. 3.20. Amplificator de foarte înaltă frecvenţă de tip cascodă:
a — schema de principiu; *b* — schema în punte a circuitului de neutrodinare.

atunci tensiunea de ieşire U_2, de pe una din diagonalele punţii, nu mai manifestă nici un fel de influenţă asupra tensiunii de intrare U_1 de pe cealaltă diagonală a punţii de neutrodinare.

Din considerente economice montajul cascodă este însă rar utilizat (pentru amplificatoarele de foarte înaltă frecvenţă din radioreceptoarele de clasă superioară, în special pentru cele stereofonice).

D. INFLUENŢA PERFORMANŢELOR PIESELOR COMPONENTE ALE ETAJULUI ASUPRA PERFORMANŢELOR RECEPTORULUI

1. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENŢĂ CU TRANZISTOARE PENTRU GAMELE *UL*, *UM* ŞI *US*

R_E (sute de ohmi) decuplată de C_E din figurile 3.4, 3.5, 3.7 are rolul de stabilizare termică. Dacă R_E scade ca valoare, stabilizarea cu temperatura scade.

Condensatorul de decuplare C_E micşorează amplificarea în măsura în care valoarea acestuia scade.

R_1 (6—30 kΩ), R_2 (2—5 kΩ) din figurile 3.4, 3.5, 3.7, formează divizorul de tensiune pentru polarizarea tranzistorului T_1. O valoare mai mare pentru R_2 şi mai mică pentru R_1 măreşte tensiunea de polarizare (curentul

de colector crește). O valoare mai mică pentru R_2 și mai mare pentru R_1 reduce tensiunea de polarizare (curentul de colector scade). În primul caz există pericolul de străpungere a joncțiunii bază-emitor (supraîncărcarea tranzistorului). În cazul al doilea scade amplificarea, scade raportul *semnal/zgomot* și se măresc distorsiunile de intermodulație.

R_3 (fig. 3.4) este rezistența de sarcină a tranzistorului T_1 cu valori uzuale de ordinul kiloohmilor. Dacă R_3 este prea mică atunci frecvența la care cîștigul amplificatorului scade cu 3 dB crește și invers dacă R_3 are valoare mai mare.

R_f (3—5 kΩ), C_f (25—50 nF) din figurile 3.4, 3.7 și R_3, C_4 din figura 3.5, reprezintă grupul de separare a etajelor alimentate în curent continuu, respectiv de filtrare a tensiunii de alimentare. O valoare mai mică pentru R_f (R_3) și C_f (C_4) înseamnă o filtrare și decuplare insuficientă ce se manifestă prin modulație cu brum, oscilații parazite (instabilitatea amplificatorului). O valoare mai mare pentru R_f (R_3) duce la micșorarea amplificării.

L_2, C_2 (fig. 3.5) formează circuitul de sarcină al tranzistorului T_1. Colectorul este conectat la o priză a bobinei L_2. Poziționarea diferită a prizei poate influența factorul de calitate al circuitului, condițiile de adaptare cît și selectivitatea.

R_a (v. fig. 3.7) este rezistența de amortizare care permite trecerea întregii benzi cu o atenuare suficient de mică la capetele benzii.

2. AMPLIFICATOARE PENTRU *UIF*

a. Amplificatoare cu tranzistoare

C_1 (10—500 pF) din figura 3.8 este capacitatea de cuplaj, iar L_a și C_a circuitul de sarcină.

C_N (de ordinul picofarazilor, v. fig. 3.8 și 3.10) este capacitatea de neutrodinare care compensează reacția internă a tranzistorului, produsă de capacitatea colector-bază. Modificarea acesteia influențează negativ stabilitatea amplificatorului (oscilații parazite).

C_1, C_2 (v. fig. 3.10) reprezintă divizorul capacitiv cu punct intermediar la masă. Rolul acestora este prezentat în cap. 2 § C, pct. c.

b. Amplificatoare cu tuburi electronice

R_c (100—300 Ω) și C_c (150—300 pF) din figura 3.18 formează grupul de negativare automată a grilei amplificatorului de *UIF*. O valoare mai mare sau mai mică pentru R_c înseamnă deplasarea punctului de funcționare în regiunea neliniară. În primul caz se micșorează amplificarea și crește zgomotul de fond, iar în cazul al doilea apar distorsiuni de intermodulație. O valoare mai mică pentru C_2 duce la scăderea amplificării.

L_a, C_a formează circuitul de acord conectat la anodul tubului amplificator de *UIF*. Acordul variabil se realizează prin monocomanda lui C_a. Există și monocomanda miezurilor bobinei L_a prin deplasarea unor miezuri diamagnetice (cu rol de spire în scurtcircuit) în cîmpul bobinelor. Soluția

acordului inductiv este superioară celui capacitiv, deoarece reduce influenţa variaţiilor cu temperatura.

R_a (0,4—3 kΩ) şi C_b (1—5 nF) formează reţeaua filtrantă a tensiunii anodice de alimentare anodică şi de separare a etajelor. Atribuţiile acestor elemente de circuit corespund cu R_f şi C_f din figurile 3.4 şi 3.7.

C_N este capacitatea de neutrodinare care asigură echilibrul punţii (v. fig. 3.18, *d*) conform relaţiei (3.48).

Modificarea acestuia are ca efect o funcţionare instabilă deoarece intervine reacţia pozitivă produsă de capacitatea anod-grilă.

C_1 şi C_2 (fig. 3.19) au rolul prizei din figura 3.18, *c*. O valoare mai mare pentru C_1 şi mai mică pentru C_2 aduce amplificatorul către schema cu grilă comună (fig. 3.18, *b*) care se bucură de o stabilitate bună însă cu impedanţă de intrare mică şi implicit cu factor de transfer mic.

O valoare mică pentru C_1 şi mare pentru C_2 aduce amplificatorul către schema cu catodul comun (fig. 3.18, *a*) care prezintă instabilitate în funcţionare, impedanţă de intrare mare şi amplificări de valoare ridicată.

Capitolul 4

SCHIMBĂTORUL DE FRECVENȚĂ

A. GENERALITĂȚI

Schimbătorul de frecvență este un etaj caracteristic radioreceptorului superheterodină și este utilizat pentru a transforma tensiunea modulată de înaltă frecvență a semnalului recepționat într-o tensiune de frecvență fixă, numită frecvență intermediară (*FI*), fără a schimba caracterul modulației. Dacă în cazul semnalelor modulate în frecvență, avînd în vedere felul în care este realizată modulația, nu apar astfel de probleme, în cazul semnalelor modulate în amplitudine se impune ca, atunci cînd se schimbă frecvența înaltă purtătoare, forma și frecvența înfășurătoarei să rămînă neschimbate. În figura 4.1 este reprezentată forma tensiunii de la intrarea și cea care trebuie să se obțină la ieșirea unui schimbător de frecvență în cazul semnalelor modulate în amplitudine.

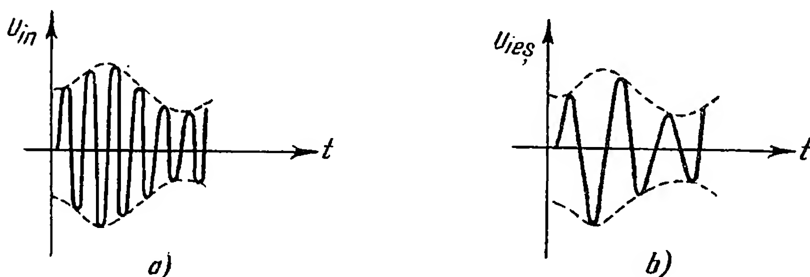


Fig. 4.1. Forma tensiunii de la intrarea (*a*) și ieșirea schimbătorului de frecvență (*b*).

În principiu schimbarea de frecvență este de fapt o translatare a spectrului semnalului aplicat la intrarea schimbătorului de frecvență.

Pentru realizarea unei schimbări de frecvență este necesar ca la intrarea etajului schimbător (realizat cu tub sau tranzistor), să se aplice, în afară de semnalul de *RF* recepționat, de frecvență f_s, și un semnal *RF* nemodulat, dat de un oscilator local, cu frecvență f_h, și cu amplitudinea mult mai mare decît a semnalului de recepționat (fig. 4.2).

Etajul schimbător de frecvență fiind un element neliniar (curenții de ieșire nu variază proporțional cu tensiunea aplicată), la ieșirea acestui etaj apar o serie de componente, printre care se găsește și componenta de frec-

vență egală cu diferența dintre frecvența oscilatorului local și frecvența semnalului de recepționat, adică componenta de frecvență intermediară[1] : $f_i = f_h - f_s$.

Extragerea semnalului de frecvență intermediară se realizează cu ajutorul unui circuit selectiv, acordat pe această frecvență, de exemplu cu un circuit singular, sau cu un filtru de bandă, format din două circuite oscilante cuplate.

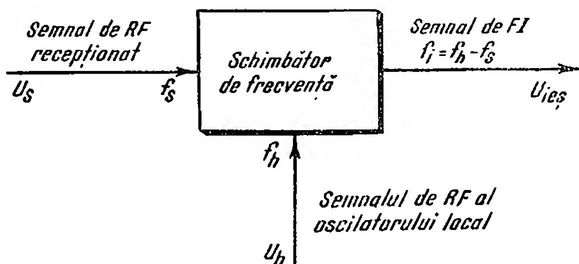


Fig. 4.2. Schema-bloc a unui etaj schimbător de frecvență.

● După modul în care se face schimbarea de frecvență aceste etaje se pot clasifica în :

— *etaje de schimbare de frecvență aditivă*, la care atît semnalul de recepționat cît și oscilația locală se aplică în circuitul de intrare al tubului sau tranzistorului schimbător (astfel, de exemplu, în cazul unui tub electronic cele două semnale pot fi aplicate fie ambele pe grilă, fie unul pe grilă și altul pe catod, iar în cazul unui tranzistor, cele două semnale pot fi aplicate fie ambele pe emitor, fie unul pe bază și altul pe emitor) (fig. 4.3, *a*) ;

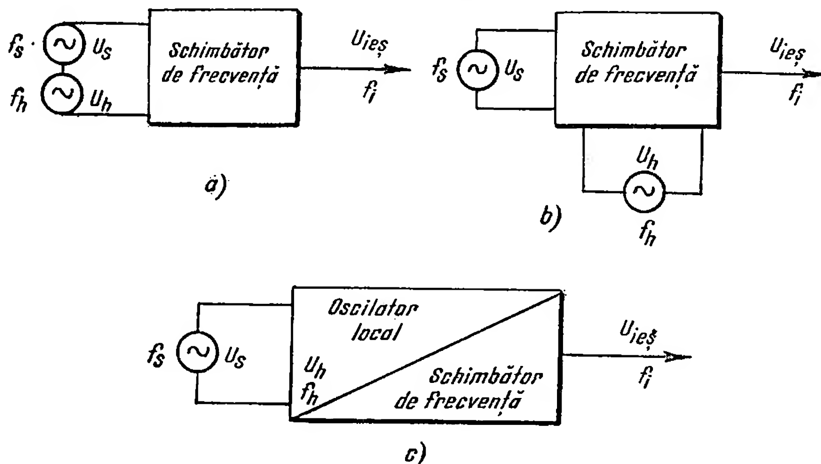


Fig. 4.3. Scheme-bloc ale etajului schimbător de frecvență :

a – etaj schimbător la care semnalul recepționat și oscilația locală se aplică la aceeași intrare ; *b* – etaj schimbător la care semnalul recepționat și oscilația locală se aplică la intrări diferite ; *c* – etaj convertor-autooscilator.

— *etaje de schimbare de frecvență multiplicativă*, la care semnalul recepționat se aplică pe un electrod de comandă, iar oscilația locală pe un alt electrod de comandă. Deoarece tranzistoarele uzuale nu oferă posibilitatea

[2] Frecvența intermediară la radioreceptoarele fabricate în R.S. România este de 455 kHz pentru emisiunile cu *MA* și 10,7 MHz pentru emisiunile cu *MF*.

unei duble comenzi, astfel de montaje sînt caracteristice numai schimbătoarelor cu tuburi electronice care, prin construcţia lor, pot dispune de mai mulţi electrozi de comandă (grile) (fig. 4.3, *b*).

● În afară de această clasificare se mai întîlneşte şi o alta, care ţine seamă de modul realizării oscilaţiei locale. Din acest punct de vedere se deosebesc următoarele scheme :

— *schimbător de frecvenţă cu tub (tranzistor) amestecător sau mixer*, la care oscilaţia locală este produsă de un oscilator separat (fig. 4.3, *a* şi 4.3, *b*) ;

— *schimbător de frecvenţă cu tub (tranzistor) convertor*, montaj în care este inclus şi oscilatorul care produce oscilaţia locală numit, din această cauză, şi schimbător de frecvenţă (convertor) autooscilator (fig. 4.3, *c*).

Este important de reţinut faptul că variaţia amplitudinii curenţilor rezultaţi la ieşirea schimbătorului de frecvenţă urmăreşte variaţia amplitudinilor celor două semnale aplicate la intrare (U_S, U_h). Rezultă de aici că şi tensiunea $U_{ieş}$, obţinută la ieşirea etajului, urmăreşte variaţiile amplitudinii semnalului recepţionat U_S, aplicat la intrare.

Astfel, în cazul schimbării de frecvenţă aditivă tensiunea $U_{ieş}$ de la ieşirea mixerului, etaj la a cărei intrare se aplică tensiunea semnalului modulat şi tensiunea oscilaţiei locale, are valoarea :

$$U_{ieş} = U_h\left[1 + \frac{U_M}{U_h}\cos(\omega_h - \omega_S)t\right]\cos\omega_h t, \qquad (4.1)$$

în care tensiunea semnalului, presupus pentru exemplificare modulat în amplitudine, are forma :

$$u_S = U_M \cos\omega_S t, \qquad (4.2)$$

unde :

$$U_M = U_S(1 + m\cos\omega_m t) \qquad (4.3)$$

iar tensiunea oscilaţiei locale este :

$$u_h = U_h \cos\omega_h t. \qquad (4.4)$$

Din relaţia (4.1) se observă că, dacă amplitudinea oscilaţiei locale este constantă, tensiunea de ieşire este proporţională cu semnalul recepţionat şi că pentru obţinerea oscilaţiei de frecvenţă intermediară, este necesar să se separe una dintre înfăşurătoarele oscilaţiei $U_{ieş}$, separaţie care nu este posibilă decît dacă elementul de circuit al schimbătorului de frecvenţă are caracteristica de transfer neliniară.

În cazul schimbării de frecvenţă multiplicativă, expresia curentului de frecvenţă intermediară ($I_{ieş}$) de la ieşirea mixerului are valoarea :

$$I_{ieş} = S_c \cdot U_S, \qquad (4.5)$$

unde S_c se numeşte *pantă de conversie* şi valoarea ei este direct proporţională cu tensiunea oscilatorului local.

Avînd în vedere că :

$$U_{ieş} = R_S I_{ieş}, \qquad (4.6)$$

din relaţia (4.5) rezultă :

$$U_{ieş} = S_c R_s U_s \qquad (4.7)$$

relaţie care arată de asemenea că şi în cazul acestei schimbări de frecvenţă tensiunea de ieşire este proporţională cu semnalul recepţionat, R_s fiind o

mărime constantă şi reprezentînd impedanţa de sarcină în frecvenţă intermediară a etajului schimbător de frecvenţă.

La schimbarea de frecvenţă în cazul convertorului autooscilator (fig. 4.3, *c*) semnalul recepţionat se aplică la intrarea oscilatorului local, considerată între acele borne ale dispozitivului activ la care se aplică energia de reacţie din circuitul de ieşire.

Panta de conversie S_c a unui astfel de convertor are valoarea :

$$S_c = \frac{1}{2}\,\alpha_1\,S_{max}, \qquad (4.8)$$

unde S_{max} este panta maximă a oscilatorului, corespunzătoare pulsului maxim de curent, valoare dependentă de clasa de funcţionare a oscilatorului :

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi\,(1 - \cos\theta)}, \qquad (4.9)$$

2θ reprezentînd deschiderea unghiulară a pulsului de curent al oscilatorului.

O problemă importantă ce apare la schimbătorul de frecvenţă din radioreceptoarele superheterodină este aceea a acordului circuitelor oscilatorului local şi de semnal pentru recepţia emisiunii dorite. Ţinînd seamă de faptul că relaţia de bază în funcţionarea unui radioreceptor superheterodină : $f_i = f_h - f_s$ trebuie să fie satisfăcută pentru orice frecvenţă din gama de lucru, se impune ca odată cu modificarea frecvenţei semnalului recepţionat să se modifice în mod corespunzător şi frecvenţa oscilatorului local, aceasta avînd în vedere că frecvenţa intermediară f_i nu-şi modifică valoarea. Pentru comoditatea manipulării, numărul manevrelor de executat la recepţia oricărei emisiuni trebuie să fie cît mai redus. De aceea nu se face o comandă separată pentru acordul circuitelor de semnal şi alta pentru acordul oscilatorului local, ci cele două comenzi se fac simultan, adică se realizează un monoreglaj. Pentru aceasta se cuplează împreună rotorul condensatorului variabil al oscilatorului local şi cel al circuitului de semnal.

Schimbătorul de frecvenţă trebuie să îndeplinească o serie de condiţii tehnice, dintre care cele mai importante sînt menţionate în cele ce urmează.

Amplificarea etajului să fie cît mai mare, condiţia fiind impusă de necesitatea obţinerii unei sensibilităţi cît mai mari pentru radioreceptor. Amplificarea schimbătorului de frecvenţă se defineşte ca raportul dintre tensiunea de *FI* de la ieşirea sa şi tensiunea de înaltă frecvenţă a semnalului recepţionat, aplicat la intrarea etajului schimbător de frecvenţă.

Selectivitatea etajului trebuie să fie cît mai mare, pentru a atenua suficient tensiunile de frecvenţe diferite de cea a semnalului util. Selectivitatea schimbătorului de frecvenţă este determinată în special de valoarea frecvenţei intermediare, de calitatea şi de numărul circuitelor oscilante acordate pe frecvenţa intermediară (de obicei două circuite cuplate şi mai rar un circuit derivaţie).

Gradul de distorsiuni trebuie să fie cît mai mic. La fel ca şi în celelalte etaje ale radioreceptorului, în schimbătorul de frecvenţă pot apărea distorsiuni liniare (de frecvenţă) şi neliniare.

În cazul emisiunilor cu modulaţie de amplitudine gradul de distorsiuni de frecvenţă este caracterizat prin reducerea amplificării benzilor laterale extreme ale semnalului modulat, faţă de purtătoare şi benzile laterale centrale.

Distorsiunile de neliniaritate se referă la deformarea înfăşurătoarei semnalului de *FI* de la ieşirea etajului schimbător de frecvenţă, aceasta putînd surveni în cazul semnalelor de nivel mare aplicate la intrare.

Practic distorsionarea înfăşurătoarei de modulaţie a semnalului de *FI* este de mică importanţă, semnalul aplicat fiind, în majoritatea cazurilor, suficient de mic pentru ca porţiunea de caracteristică a tubului (tranzistorului să poată fi uşor asimilată cu o parabolă care, aşa după cum se poate demonstra pe cale matematică, nu introduce distorsiuni ale înfăşurătoarei semnalului.

O importanţă mare o au însă distorsiunile de intermodulaţie, care se produc atunci cînd pe electrodul de comandă al schimbătorului de frecvenţă ajunge, pe lîngă semnalul util, şi un semnal perturbator, cu amplitudinea suficient de mare pentru a fi comparabilă cu amplitudinea semnalului util. În acest caz, în timpul absenţei modulaţiei semnalului util, sau în timpul transmisiei semnalului util cu un grad de modulaţie redus, la ieşirea radioreceptorului apare modulaţia distorsionată a semnalului perturbator.

Aceste distorsiuni pot fi reduse substanţial printr-o alimentare corespunzătoare în curent continuu a tubului (tranzistorului), care să asigure acestora o funcţionare într-o regiune mai liniară a caracteristicii care exprimă dependenţa între semnalul aplicat la intrare şi curentul de la ieşirea schimbătorului de frecvenţă, evitîndu-se porţiunile cu o variaţie bruscă a curburii.

De asemenea, creşterea selectivităţii circuitului de intrare reduce distorsiunile de intermodulaţie, în aceste condiţii circuitul atenuînd tensiunea semnalului perturbator la o valoare la care nu se mai poate produce intermodulaţia.

Interferenţele trebuie să fie cît mai reduse. Această cerinţă este condiţionată tot de regimul de funcţionare al etajului schimbător de frecvenţă şi de selectivitatea circuitelor de semnal conectate la intrarea acestui etaj.

Producerea acestor interferenţe se datoreşte faptului că, pe lîngă tensiunea de semnal şi cea a oscilatorului local, apar la intrarea etajului schimbător de frecvenţă şi tensiunii ale diverselor staţii perturbatoare. În această situaţie se ajunge la o creştere importantă a numărului de frecvenţe de combinaţie şi prin urmare la posibilitatea ca una sau cîteva frecvenţe de combinaţie să se găsească în banda de trecere a amplificatorului de *FI*. Din această cauză influenţa staţiilor perturbatoare se poate manifesta prin creşterea numărului şi a intensităţii semnalelor rezultate din interferenţe.

Stabilitatea în funcţionare a etajului schimbător de frecvenţă trebuie să fie cît mai bună : variaţia frecvenţei oscilatorului local produce variaţii ale frecvenţei semnalului translatat în frecvenţa intermediară. Aceasta nu se mai încadrează corect în banda de trecere a circuitelor de *FI*, deci cele două benzi de trecere sînt amplificate inegal, făcînd ca după detecţie să apară distorsiuni. Din această cauză cuplajul între circuitul de semnal şi circuitul oscilatorului local trebuie să fie mai cît mai redus, pentru ca frecvenţa oscilatorului local să fie stabilă, iar selectivitatea etajului să nu fie influenţată de poziţia acordului.

În cazul în care între circuitul de semnal şi cel al oscilatorului local există un cuplaj parazit, tensiunea indusă în circuitul de semnal poate fi atît de mare încît să influenţeze tensiunea de polarizare a tranzistorului (tubului). Din această cauză înfăşurătoarea de modulaţie a semnalului aplicat va rezulta distorsionată, iar circuitul de semnal va fi amortizat, deci se vor reduce selectivitatea şi sensibilitatea etajului.

Zgomotul propriu al etajului schimbător trebuie să fie cît mai redus. Procesele fizice care au loc în etajul schimbător de frecvenţă produc în circuitul oscilant din circuitul de ieşire o tensiune parazită (zgomote), chiar cînd la intrare nu se aplică nici un semnal.

Diferitele tipuri de tuburi şi tranzistoare au niveluri diferite de zgomot reprezentate convenţional prin rezistenţe echivalente de zgomot. Cu cît acest nivel de zgomot este mai mic, cu atît mai mică este şi influenţa nedorită a zgomotului în etajul schimbător.

Influenţa tensiunii oscilatorului local asupra circuitului de semnal trebuie să fie minimă pentru a se evita radiaţiile pe frecvenţa f_h prin circuitul de antenă al radioreceptorului. Se impune din această cauză necesitatea izolării între ele, atît din punct de vedere electric cît şi din punct de vedere constructiv, a circuitelor oscilatorului şi de semnal, în privinţa radiaţiilor fiind limitări de valori stabilite prin standarde.

Ţinînd seamă de performanţele ce sînt cerute unui etaj schimbător de frecvenţă, calitatea unui montaj ales poate fi apreciată prin aceşti parametri. Astfel, etajul cu schimbare de frecvenţă aditivă are avantajul realizării unei pante de conversie de valoare ridicată, a unei amplificări mari, asigurînd un zgomot propriu redus. Principalul dezavantaj constă însă în interacţiunea dintre circuitul de semnal şi circuitul oscilatorului local, datorită cuplajului realizat prin circuitul de intrare. Etajul cu schimbare de frecvenţă multiplicativă asigură, în comparaţie cu cel cu schimbare de frecvenţă aditivă, o mai bună separare între circuitul de semnal şi cel al oscilatorului local, în schimb are o pantă de conversie mai mică şi un zgomot mai mare datorită utilizării unui tub cu mai multe grile.

B. SCHIMBĂTORUL DE FRECVENŢĂ CU TRANZISTOARE

În etajul schimbător de frecvenţă de la radioreceptoarele cu tranzistoare se utilizează două tipuri reprezentative de scheme:

— etaj schimbător de frecvenţă cu tranzistor convertor autooscilator, la care elementul activ pentru schimbarea de frecvenţă serveşte şi ca oscilator pentru producerea oscilaţiei locale;

— etaj schimbător de frecvenţă cu tranzistor amestecător la care oscilaţia locală este produsă de un etaj oscilator local separat.

În ambele cazuri schimbarea de frecvenţă este aditivă, adică atît semnalul recepţionat cît şi oscilaţia locală sînt aplicate între aceiaşi electrozi bază-emitor, tranzistoarele uzuale neoferind posibilitatea unei duble comenzi.

Din motive de economie, majoritatea radioreceptoarelor cu tranzistoare construite în prezent au etajul schimbător de frecvenţă cu tranzistor autooscilator, deşi cel de-al doilea montaj prezintă avantajul unei funcţionări mai stabile.

Tranzistoarele utilizate trebuie să aibă, în funcţie de tipul schemei adoptate, o frecvenţă limită f_α sau f_β de valoare ridicată pentru a se obţine o amplificare suficientă în frecvenţă intermediară, de asemenea capacitatea internă de reacţie trebuie să fie mică pentru ca interacţiunea între tensiunea de semnal şi cea de oscilator să fie cît mai redusă.

În cele ce urmează vor fi analizate cîteva scheme reprezentative dintre cele două tipuri de schimbătoare de frecvenţă menţionate mai sus.

1. CONVERTOR AUTOOSCILATOR CU CIRCUITUL ACORDAT AL OSCILATORULUI CONECTAT ÎN EMITOR

În figura 4.4 este prezentată schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvenţă cu tranzistor convertor, cu circuitul acordat al oscilatorului conectat în emitor, adică un tranzistor care îndeplineşte simultan atît funcţia de oscilator, cît şi cea de amestec. Se foloseşte de obicei în gamele de *UL*, *UM*, *US*.

Circuitul oscilant al oscilatorului local este compus din bobina L_h şi condensatorul variabil de acord C_{v2} şi este cuplat la circuitul de intrare al

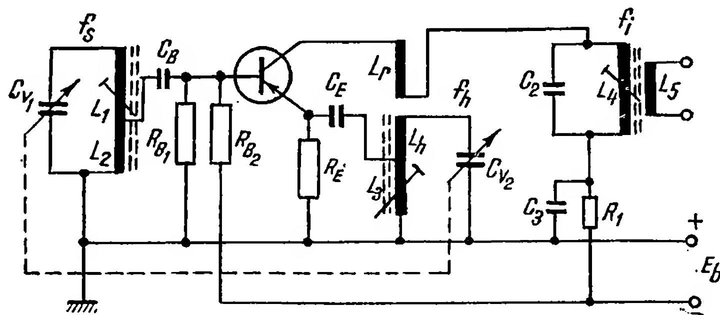


Fig. 4.4. Convertor-autooscilator cu circuitul acordat al oscilatorului conectat în emitor.

tranzistorului (circuitul bază-emitor) prin intermediul condensatorului C_E. Rezistenţa R_E serveşte ca impedanţă de sarcină pentru aplicarea tensiunii oscilaţiei locale, fiind utilizată totodată şi pentru stabilizarea curentului de emitor la variaţiile de temperatură. Bobina de reacţie a oscilatorului L_r este intercalată între colectorul tranzistorului schimbător de frecvenţă şi circuitul de *FI* (C_2L_4).

Din punct de vedere al oscilatorului, baza tranzistorului este conectată la masă prin condensatorul C_B şi bobina L_2, ambele elemente prezentînd reactanţe mici la frecvenţa oscilaţiei locale.

Semnalul din antenă se aplică prin intermediul condensatorului C_B în circuitul bază-emitor, la fel ca şi oscilaţia locală, pentru semnal tranzistorul fiind montat cu emitorul la masă (condensatorul C_E şi bobina L_3 prezintă reactanţe mici pentru frecvenţa de semnal). Această soluţie ca tranzistorul să funcţioneze pentru semnal în montaj cu emitorul comun şi pentru oscilator în montaj cu baza comună, prezintă avantajul că se reduce interacţiunea între circuitele acordate de semnal şi de oscilator local.

Circuitul L_4C_2, conectat la ieşirea tranzistorului este acordat pe frecvenţa intermediară pentru a selecta, dintre componentele existente în curentul de colector, componenta de frecvenţă intermediară f_i.

Polizarea bazei tranzistorului se obţine prin divizorul compus din rezistenţele R_{B1} şi R_{B2}. Rezistenţa R_1 serveşte pentru polarizarea colectorului, fiind decuplată la masă pentru înalta frecvenţă prin condensatorul C_3.

2. CONVERTOR AUTOOSCILATOR CU CIRCUITUL ACORDAT AL OSCILATORULUI CONECTAT ÎN COLECTOR

Montajul prezentat în figura 4.5 este întîlnit în special în radioreceptoarele pentru care este prevăzută funcționarea în afară de *UL*, *UM* și în gama de unde scurte (*US*).

Circuitul acordat al oscilatorului (L_h, C_{v2}) este conectat în circuitul de colector, în serie cu cel de *FI* (L_3, C_1), aceasta fără a deranja funcționarea montajului ca oscilator, condensatorul C_1 prezentînd un scurtcircuit, pentru frecvența oscilatorului local.

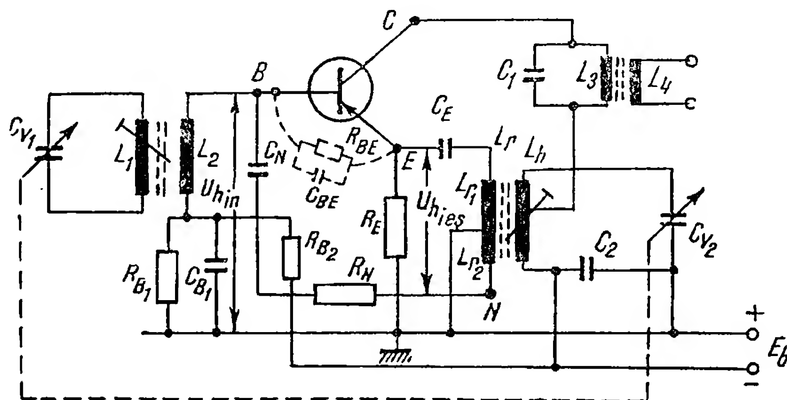


Fig. 4.5. Convertor-autooscilator cu circuitul acordat al oscilatorului conectat în colector.

Grupul R_NC_N servește pentru neutrodinarea montajului, în scopul asigurării unei bune stabilități în funcționare, în gama de unde scurte. Într-adevăr, considerînd că montajul funcționează pentru gama de *US*, în acest caz admitanța de reacție a unor tranzistoare între emitor și bază (R_{BE} în paralel cu C_{BE} din fig. 4.5) este destul de mare și deci la intrare se va transfera o tensiune importantă de frecvență egală cu cea a oscilatorului, efectul acestei tensiuni de reacție fiind echivalent cu reducerea tensiunii produsă de oscilatorul local și deci cu scăderea amplificării de conversie. Dacă se ține seamă de faptul că această conductanță crește cu frecvența, rezultă de aici că influența acestei reacții se face simțită în special către capătul superior al benzii de *US*. Pentru înlăturarea acestui efect nedorit, se procedează la neutralizarea admitanței interne emitor-bază a tranzistorului, realizată prin circuitul compus din R_N, C_N.

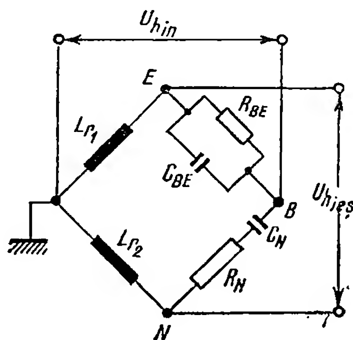


Fig. 4.6. Schema echivalentă în punte a circuitului de neutrodinare pentru montajul din figura 4.5.

În figura 4.6 este prezentată schema echivalentă în punte a circuitului de neutrodinare. Se observă că, în condițiile în care puntea se află la echilibru, tensiunea transferată la intrare prin admitanța internă emitor-bază este neutralizată

de o tensiune egală şi defazată cu 180°, aplicată pe baza tranzistorului prin impedanţa formată de R_N, C_N.

În acest mod se rezolvă problema variaţiei valorii pantei de conversie, se înlătură pericolul de tîrîre a frecvenţei oscilatorului local de către semnalul de intrare şi se reduce radiaţia parazită a oscilatorului prin circuitul de intrare.

Tranzistorul schimbător de frecvenţă lucrează, pentru majoritatea montajelor, cu un curent continuu de colector de 0,5 — 1 mA, iar tensiunea oscilaţiei locale, măsurată pe rezistenţa dintre emitor şi masă este de 125 — 250 mV. Creşterea tensiunii oscilaţiei peste această limită nu mai duce la mărirea pantei de conversie, deci a amplificării etajului, ci numai la producerea de interferenţe supărătoare.

Într-adevăr dacă se trasează curba de variaţie a pantei de conversie (S_C), în funcţie de tensiunea oscilaţiei aplicate (fig. 4.7, *a*), pentru un tranzistor funcţionînd la o frecvenţă mult mai joasă decît cea de tăiere, se observă că există un maxim destul de plat, care corespunde unei tensiuni de aproximativ 150 mV. Panta de conversie poate fi modificată numai dacă se schimbă condiţiile de alimentare ale tranzistorului. Astfel în figura 4.7, *b*, unde se prezintă variaţia pantei de conversie S_C, în funcţie de curentul de colector I_C, se observă că valoarea sa maximă creşte odată cu creşterea tensiunii de alimentare, ambele curbe prezentînd un maxim pentru un curent de colector de circa 1 mA. În etajele moderne, în general, se utilizează tranzistoare la care conductanţa de trecere inversă este practic nulă şi deci nu mai este necesară neutrodinarea.

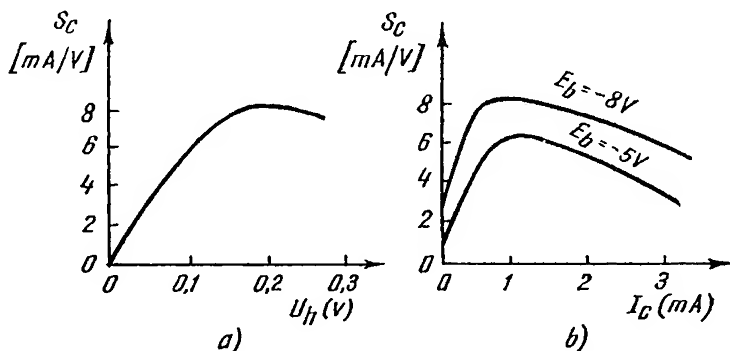


Fig. 4.7. Curbe de variaţie a pantei de conversie :
a — în funcţie de tensiunea scilaţiei locale; *b* — în funcţie de curentul de colector.

3. SCHIMBĂTOR DE FRECVENŢĂ CU TRANZISTOR AMESTECĂTOR

Schimbătoarele de frecvenţă cu tranzistor amestecător, la care oscilaţia locală este produsă de către un etaj oscilator local separat, sînt întîlnite în radioreceptoarele de calitate, în scopul de a reduce la minimum interacţiunea dintre circuitele de semnal şi cele ale oscilatorului local. Tipul de schemă prezentat în figura 4.8 se utilizează în gamele de *UL*, *UM*, *US*.

În plus, la montajul schimbător de frecvenţă cu oscilator separat, tranzistorul amestecător lucrează în condiţii mai uşoare şi amplificarea de conversie obţinută este mai mare decît la etajul autooscilator.

Schimbătorul de frecvenţă este realizat cu tranzistorul T_2. Tensiunea de semnal, recepţionată de circuitul acordat L_1, C_{v1}, este aplicată pe baza lui T_2, prin intermediul condensatorului C_1. Tensiunea oscilaţiei locale este aplicată în circuitul de emitor al tranzistorului schimbător, prin intermediul bobinei de cuplaj L_3.

Circuitul L_5C_5, conectat în circuitul de ieşire al tranzistorului schimbător de frecvenţă este acordat pe frecvenţa intermediară, pentru a selecta semnalul cu frecvenţa f_i.

Rezistenţele R_6, R_7 constituie un divizor rezistiv pentru polarizarea bazei tranzistorului schimbător de frecvenţă. Rezistenţa R_5 serveşte pentru stabilizarea termică a curentului de emitor, iar condensatorul C_4, pentru decuplarea rezistenţei de emitor. Rezistenta R_8, decuplată la masă de

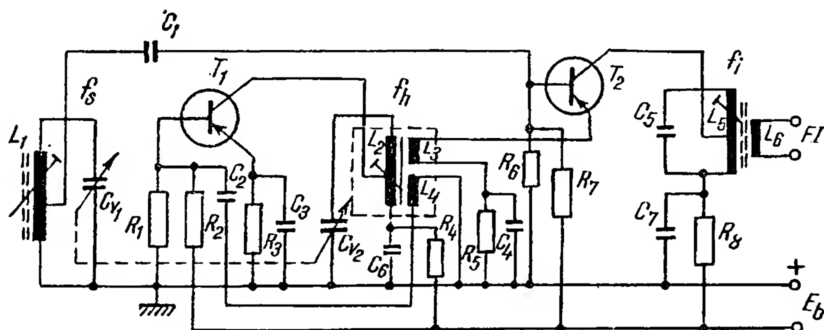


Fig. 4.8. Schimbător de frecvenţă cu tranzistor amestecător şi cu oscilator local separat.

condensatorul C_7, serveşte pentru polarizarea colectorului, constituind totodată şi un filtru cu rolul de a separa pătrunderea curenţilor alternativi din alte etaje în etajul schimbător de frecvenţă, prin intermediul sursei de alimentare.

Oscilatorul local este realizat cu tranzistorul T_1. Circuitul acordat L_2, C_{v2}, este conectat în circuitul de colector, iar bobina de reacţie L_4 este legată la baza tranzistorului prin intermediul condensatorului de cuplaj C_2.

4. SCHIMBĂTORUL DE FRECVENŢĂ CU TRANZISTOARE PENTRU UNDE ULTRASCURTE

În general etajul schimbător de frecvenţă pentru *UUS* este de tipul convertor-autooscilator, realizat în montaj cu baza comună. Sînt utilizate şi montaje de schimbătoare de frecvenţă cu tranzistor amestecător, dar necesitînd încă un tranzistor pentru producerea oscilaţiei locale, are o mai restrînsă răspîndire.

Toate aceste tipuri de schimbatoare de frecvenţă utilizează tranzistoare moderne cu difuzie, cu cîmp intern sau tranzistoare mesa, la care frecvenţa de tăiere f_α este de ordinul sutelor de megaherţi.

În figura 4.9 este prezentată schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvenţă, utilizat într-un radioreceptor pentru modulaţie de frecvenţă, cu tranzistor convertor-autooscilator.

Schimbătorul de frecvenţă (tranzistorul T_2) serveşte totodată şi pentru producerea oscilaţiei locale. Circuitul acordat al oscilatorului, format din

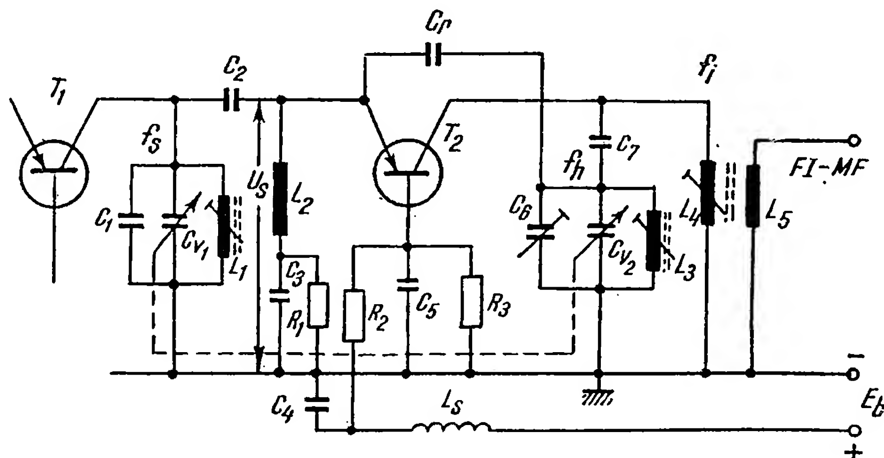


Fig. 4.9. Schimbător de frecvenţă cu tranzistor convertor-autooscilator.

L_3, C_{r2},C_6 este conectat la colector prin condensatorul C_7, a cărui reactanţă capacitivă este neglijabilă la frecvenţa de lucru a oscilatorului local. Oscilaţia se obţine datorită reacţiei pozitive aplicate de la ieşire (colector), prin condensatorul C_r, la intrare (emitor). Bobina L_2 serveşte la compensarea fazei tensiunii de reacţie a oscilatorului, adică face ca tensiunea de reacţie aplicată de la ieşire să fie în fază cu tensiunea de la intrarea tranzistorului.

Condensatorul C_3 constituie un scurtcircuit la frecvenţele de lucru ale oscilatorului local. De asemenea şi condensatorul C_5 are o reactanţă neglijabilă la această frecvenţă, permiţînd ca montajul să lucreze ca oscilator cu baza comună.

Schimbarea de frecvenţă este de tip aditiv, tensiunea de semnal fiind aplicată prin condensatorul C_2, pe emitorul tranzistorului schimbător, împreună cu oscilaţia locală.

Semnalul de *FI* din circuitul de colector este selectat de circuitul acordat L_4, C_7 bobina L_3 prezentînd practic un scurtcircuit pentru frecvenţa intermediară.

Datorită aplicării pe elementul neliniar emitor-bază a tensiunii semnalului şi a oscilaţiei locale, în circuitul de intrare al etajului schimbător de frecvenţă apare şi o tensiune de comandă avînd frecvenţa egală cu frecvenţa intermediară. Ţinînd seamă de faptul că reactanţa bobinei L_2 este neglijabilă la frecvenţa intermediară, circuitul echivalent al tranzistorului schimbător de frecvenţă, în frecvenţă intermediară este de forma prezentată în figura 4.10, *a*.

Pentru prevenirea unei reacţii în frecvenţa intermediară şi deci a instabilităţii, se egalizează la această frecvenţă tensiunile ce ajung pe emitor şi bază prin admitanţele interne şi externe dintre colector-emitor şi colector-

bază. Această neutralizare se realizează printr-o alegere convenabilă a valorilor capacităților condensatoarelor C_3 și C_5. Cînd puntea de neutrodinare din figura 4.10, *b* pentru frecvența intermediară este la echilibru, se obține independență între circuitul de ieșire și cel de intrare la această frecvență.

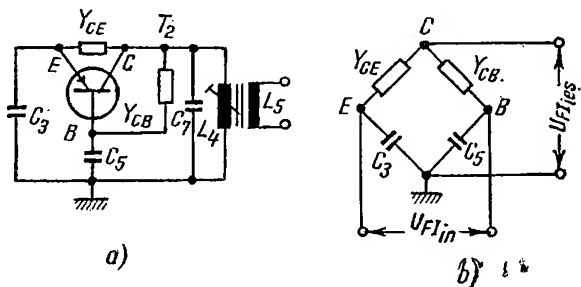


Fig. 4.10. Scheme echivalente ale montajului din figura 4.9:
a – circuitul echivalent al etajului schimbător de frecvență pentru frecventa intermediară; *b* – circuitul echivalent pentru neutrodinare la frecventa intermediară.

Dacă se notează cu y_{CE} admitanța dintre colector și emitor și cu y_{CB} admitanța dintre colector și bază, la echilibrul punții se poate scrie:

$$\frac{y_{CE}}{C_3} = \frac{y_{CB}}{C_5}. \qquad (4.10)$$

Pentru înlăturarea inconvenientelor ce apar la tranzistorul schimbător autooscilator, care servește în același timp și pentru producerea oscilației locale, la radioreceptoarele *MF* de calitate se utilizează schimbătorul de frecvență cu tranzistor amestecător, oscilatorul local fiind realizat cu tranzistor separat.

În figura 4.11 este prezentată schema de principiu a unui astfel de montaj, echipat cu tranzistoare de tip *npn*. Etajul schimbător de frecvență este realizat cu tranzistorul T_1. Tensiunea de semnal U_s obținută de la ieșirea amplificatorului de foarte înaltă frecvență, se aplică pe emitorul lui

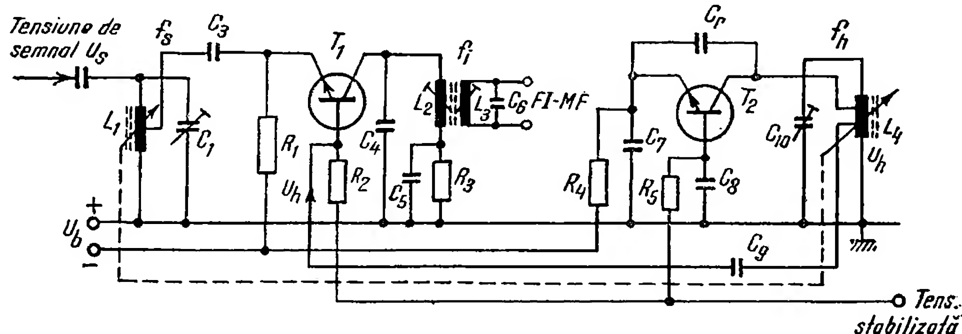


Fig. 4.11. Schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvență pentru *UUS* cu oscilator local separat.

T_1, iar tensiunea oscilației locale U_h se aplică pe baza aceluiași tranzistor prin intermediul condensatorului C_9. Circuitul acordat pe frecvența intermediară este realizat dintr-un filtru de bandă, constituit din bobina L_2 și condensatorul C_4, respectiv bobina L_3 și condensatorul C_6.

Oscilatorul local, realizat cu tranzistorul T_2, lucrează în conexiune cu baza comună. Circuitul acordat al oscilatorului, format din bobina L_4 și condensatorul C_{10} este conectat în colector printr-o priză a bobinei L_4, aceasta cu scopul de a micșora efectul capacității de colector asupra frecvenței oscilatorului. Reacția pozitivă între ieșire și intrare este realizată prin intermediul condensatorului C_r.

Rezistențele R_1, R_2, R_3, pentru tranzistorul T_1, respectiv R_4, R_5 pentru tranzistorul T_2, servesc pentru realizarea polarizărilor necesare la electrozii celor două tranzistoare.

C. SCHIMBĂTORUL DE FRECVENȚĂ CU TUBURI ELECTRONICE

Pentru schimbarea de frecvență la radioreceptoarele cu tuburi electronice pot fi utilizate triode, tetrode, pentode de înaltă frecvență, hexode, heptode, octode cu funcțiuni fie de tuburi convertoare, fie de tuburi de amestec. În prezent în radioreceptoarele cu MA, pentru gamele de unde lungi, medii și scurte, în majoritatea cazurilor, se utilizează tuburi convertoare și de amestec de tip pentagrile triode-hexode etc., tuburi care au zgomot propriu redus, în raport cu zgomotele care însoțesc semnalele din aceste game.

În cazul emisiunilor din gama de UUS, deoarece zgomotele care însoțesc semnalul sînt mult mai mici decît în cazul emisiunilor cu MA, pentru a mări sensibilitatea, în etajele schimbătoare de frecvență se utilizează tuburi care au un zgomot propriu redus (triode și mai rar pentode).

În cele ce urmează se vor prezenta montajele de schimbătoare de frecvență utilizate curent în construcția radioreceptoarelor moderne.

1. SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ CU TUBURI ELECTRONICE PENTRU UNDE LUNGI, MEDII ȘI SCURTE

a. Schimbătorul de frecvență cu hexodă amestecătoare

Constructiv, hexoda are patru grile ale căror funcțiuni sînt următoarele: prima grilă, cea mai apropiată de catod, este grila de semnal; a doua constituie ecranul dintre grila de semnal și cea de-a treia grilă, pe care se aplică tensiunea oscilației locale; grila a patra ecranează grila a treia, de anod și este conectată în interiorul tubului cu grila a doua, în montaj ele fiind alimentate de la un potențial pozitiv față de masă.

La un astfel de tub, cuplajul între grila pe care se aplică oscilația locală și grila de semnal este foarte redus, din care cauză hexoda este mult folosită pentru schimbarea de frecvență. Oscilația locală este produsă, de obicei, de o triodă separată, inclusă în același tub cu hexoda.

În figura 4.12 este prezentată schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvență cu o triodă-hexodă, secțiunea de triodă fiind utilizată pentru oscilatorul local. Modul de funcționare al acestui schimbător de frecvență este următorul:

Semnalul de RF recepționat este aplicat la grila de comandă prin intermediul circuitului $L_A C_{v1}$. Prin grupul CR se aplică de la dispozitivul de RAA o tensiune de negativare a grilei întîi a schimbătorului. Grila de comandă

a triodei oscilatoare este legată direct în interiorul tubului cu grila a treia a hexodei schimbătoare de frecvenţă. Capacitatea C_e pentru decuplarea ecranului (grila a patra) se alege de valoare suficient de mare pentru ca la variaţia negativării primei grile, în timpul aplicării semnalului de *RF*, tensiunea ecranului să se păstreze constantă.

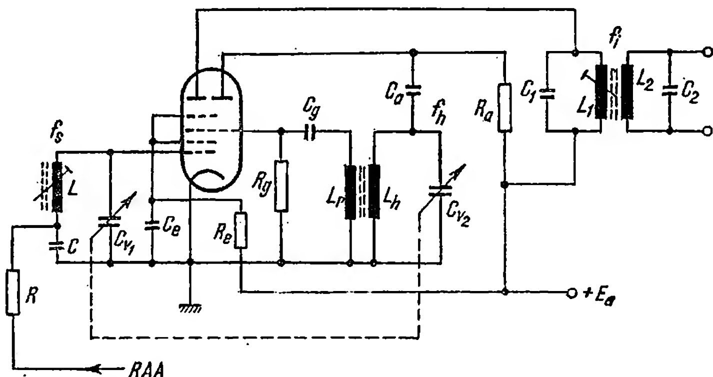


Fig. 4.12. Schimbător de frecvenţă cu triodă-hexodă.

Trebuie reţinut faptul că alegerea unei tensiuni optime pentru oscilaţia locală permite obţinerea unei pante de conversie de valoare maximă, pentru care schimbătorul de frecvenţă are o rezistenţă echivalentă de zgomot minimă şi o rezistenţă internă mare.

Un dezavantaj al hexodei ca tub amestecător este acela că în funcţia de amplificator prezintă efectul de dinatron, adică, dacă potenţialul anodului ajunge la un moment dat mai coborît decît cel al ecranului, apare emisiunea secundară a anodului şi funcţionarea schemei devine instabilă. Un astfel de montaj are tendinţa de a produce oscilaţii parazite, cunoscute sub denumirea de oscilaţii de tip dinatron.

Pentru evitarea acestui fenomen tensiunea de alimentare anodică trebuie să fie aleasă la o valoare mai mare decît cea de ecran, avînd în vedere că în funcţionare tensiunea alternativă de pe anodul hexodei este cel mult de ordinul volţilor.

O astfel de rezolvare nu este totdeauna posibilă, fie din cauză că alegerea unui punct optim de funcţionare impune o tensiune de ecran de valoare ridicată, fie din cauză că nu totdeauna se dispune de o tensiune continuă dorită, ca de exemplu, în cazul radioreceptoarelor alimentate de la reţeaua de c.a. de 120 V, cînd tensiunea anodică devine, în mod obligatoriu, egală cu tensiunea ecranului (circa 100 V).

Din aceste motive, utilizarea hexodei ca amestecătoare este mult restrînsă.

b. Schimbătorul de frecvenţă cu heptodă amestecătoare

Pentru suprimarea efectului dinatron întîlnit la hexode, a fost realizat tubul heptodă (pentagrilă), obţinut prin introducerea unei grile supresor (antidinatron), între grila a patra (ecranul) şi anodul hexodei.

La un astfel de tub grila supresor este conectată în interior la catod; grila de semnal, cea mai apropiată de catod, serveşte pentru aplicarea ten-

siunii de semnal și reglajului automat al amplificării (*RAA*), tubul avînd pantă variabilă ; grila a treia este utilizată pentru aplicarea tensiunii oscilației locale ; grilele a doua și a patra sînt legate între ele și conectate în montaj la un potențial pozitiv față de masă.

Heptodele de amestec moderne se construiesc sub forma unor tuburi compuse, ce conțin și o triodă, în care se produce oscilația locală. Pentru ca cele două unități să fie independente între ele și să poată fi utilizate separat una de alta și în scopuri diferite grila triodei nu este conectată intern la grila a treia a heptodei.

În figura 4.13 este prezentată schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvență cu o triodă-heptodă, secțiunea de triodă fiind uti-

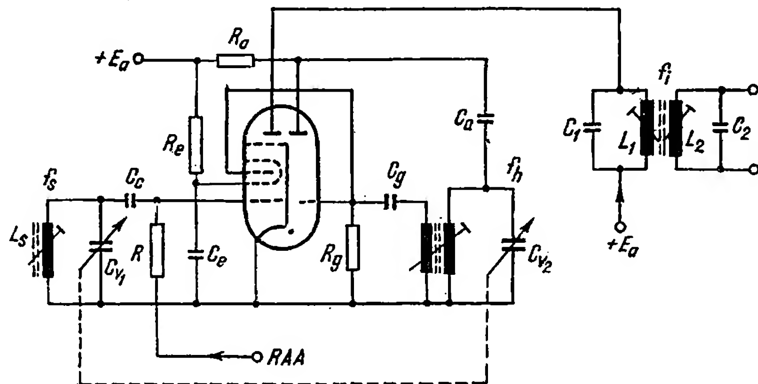


Fig. 4.13. Schimbător de frecvență cu triodă-heptodă.

lizată pentru oscilatorul local. Semnalul recepționat este aplicat la grila întîi a schimbătorului. Oscilația locală, produsă de trioda oscilatoare, este transmisă la grila a treia a schimbătorului, printr-o legătură galvanică a acesteia cu grila triodei.

c. Schimbătorul de frecvență cu tub convertor

Pentru schimbătorul de frecvență cu tub convertor se utilizează tuburile pentagrile. Din această cauză heptoda convertoare se deosebește fundamental din punct de vedere constructiv de heptoda de amestec. În figura 4.14 este prezentată schema de principiu a unui schimbător de frecvență cu o pentagrilă convertoare.

Catodul, împreună cu grila întîi și a doua constituie o triodă utilizată ca oscilator local, într-un montaj cu reacție, cu circuit acordat în grilă (L_4, C_{v2}).

Semnalul recepționat este aplicat la grila a patra, grila a treia fiind legată la o tensiune pozitivă față de masă ; pentru înalta frecvență grila a treia este conectată la masă prin condensatorul C_e, astfel încît ecranează grila a patra de grilele întîi și a doua ale părții de oscilator.

În timpul funcționării convertorului, cînd semnalul pe prima grilă are o variație pozitivă, între grila a treia și a patra se formează un catod virtual constituit dintr-un flux de electroni care pulsează cu frecvența tensiunii oscilatorului local. În aceste condiții prin tub circulă un curent anodic. În

cazul alternanței negative a oscilației locale, negativarea primei grile este atît de mare, încît catodul virtual dispare.

Catodul virtual, grila a patra (grila de semnal), grila a cincea (care este legată cu grila a treia la aceeași tensiune pozitivă) și anodul formează o tetrodă, al cărei curent este comandat de tensiunea grilei de semnal, comanda fluxului de electroni din catodul virtual fiind făcută însă de tensiunea aplicată pe prima grilă (tensiunea oscilatorului local).

Cum tensiunea alternativă de pe grila a doua este în opoziție de fază față de tensiunea de pe prima grilă, ea are o acțiune contrară asupra curentului anodic și din această cauză se produce o scădere a pantei de conversie. Pentru îmbunătățirea acestui parametru este necesar să se aplice pe prima

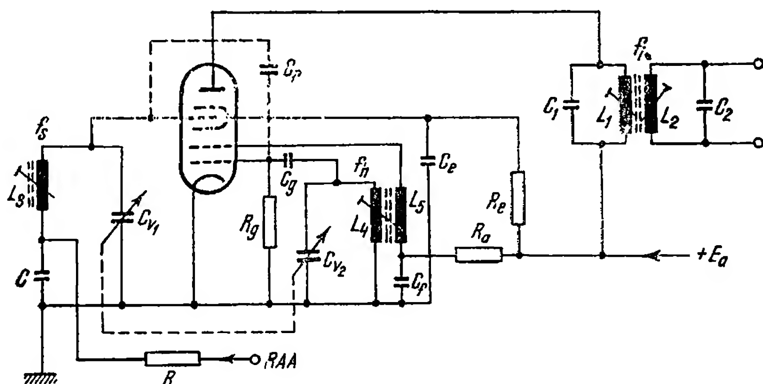


Fig. 4.14. Schimbător de frecvență cu heptodă convertoare.

grilă o tensiune mai mare (motiv pentru care circuitul acordat este conectat la această grilă), iar pe de altă parte influența grilei a doua asupra curentului anodic trebuie să fie redusă la minimum din care cauză această grilă se realizează constructiv de dimensiuni cît mai reduse.

Ținînd seamă de cele prezentate mai sus, rezultă că pentagrila convertoare are dezavantajul că, întrucît catodul virtual pulsează cu frecvența oscilației locale, pe grila a patra (grila de semnal) se induce din această cauză o tensiune avînd frecvența oscilatorului local, și a cărei valoare variază de la un capăt la altul al benzii în corespondență directă cu variația impedanței circuitului de semnal la frecvența oscilatorului. Din această cauză panta de conversie nu rămîne constantă în bandă, deci nici amplificarea. Pentru a înlătura acest cuplaj nedorit se aplică pe grila de semnal o tensiune opusă ca fază tensiunii induse de variația sarcinii spațiale, în acest sens conectîndu-se un condensator de mică capacitate (circa 2 pF), între grila oscilatorului local și grila de semnal (C_r din figura 4.14).

Analizînd schema din figura 4.14 se poate observa ușor că heptoda convertoare este constituită de fapt dintr-o triodă oscilatoare (catod, grila *1*, grila *2*), și o tetrodă schimbătoare de frecvență (catod, grila *4*, grila *5*, anodul), separate între ele printr-un ecran (grila *3*). Avînd în vedere această structură, este evident că, la fel ca hexodele de amestec, nici pentagrilele convertoare nu mai funcționează normal dacă tensiunea anodului devine mai mică decît cea a ecranului, adică și ele prezintă efectul dinatron. Solu-

ția pentru înlăturarea acestei deficiențe constă în introducerea unei grile supresor între ecran și anod, obținîndu-se astfel tubul cu opt electrozi numit octodă.

SCHIMBĂTORUL DE FRECVENȚĂ PENTRU UNDE ULTRASCURTE

Etajul schimbător de frecvență pentru *UUS* (care este de fapt un etaj convertor) reprezintă una dintre părțile cele mai importante ale radioreceptoarelor destinate pentru recepția emisiunilor cu *MF*. El trebuie să îndeplinească cîteva cerințe esențiale: să aibă o amplificare cît mai mare, o stabilitate a frecvenței oscilatorului local cît mai bună, zgomote proprii cît mai mici. Semnalul de *FI*, obținut după schimbarea de frecvență, este modulat în frecvență în mod identic ca semnalul inițial de frecvență ultra-înaltă, adică etajul schimbător de frecvență transpune modulația de frecvență de pe un semnal de frecvență ultraînaltă pe semnal de *FI*.

Tuburile folosite curent pentru schimbarea de frecvență sînt triodele, deoarece nivelul de zgomot al acestora este de cîteva ori mai mic decît al schimbătoarelor cu tuburi cu mai multe grile. În plus, impedanța de intrare în gama de *UUS* a schimbătoarelor cu triode este mai mare decît cea a schimbătoarelor cu tuburi cu mai multe grile, la care aceasta se reduce din cauza influenței inductanței conexiunii de catod și a timpului de trecere al electrozilor (v. cap. 3).

În figura 4.15 este prezentată schema de principiu a unui schimbător de frecvență realizat cu o triodă, tub care îndeplinește totodată și funcția de oscilator local.

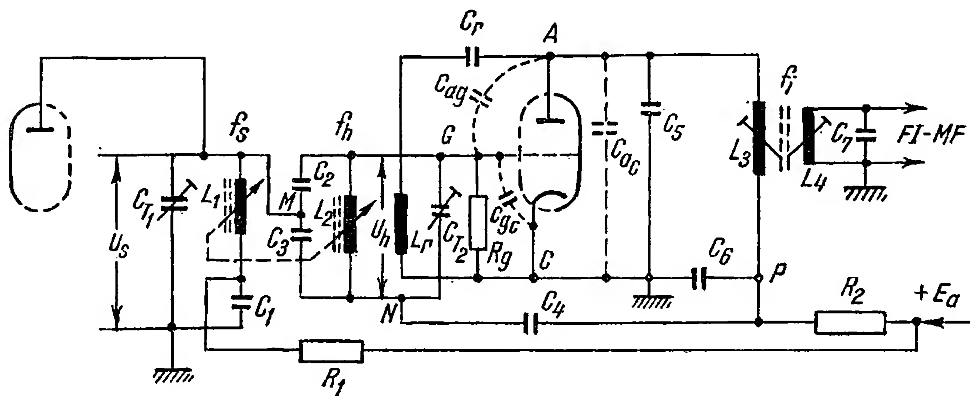


Fig. 4.15. Schimbător de frecvență pentru gama de *UUS*.

Oscilatorul local este de tipul cu reacție, cu circuitul acordat L_2, $\frac{C_2C_3}{C_2+C_3}$, C_{T2} conectat în grilă, bobina de reacție fiind L Schimbarea de frecvență este aditivă, tensiunea de semnal U_s și tensiunea oscilatorului local U_h fiind aplicate pe aceeași grilă. Semnalul de *FI* este separat prin intermediul filtrului de bandă (L_3, $C_5 + C_r$ și L_4, C_7), valoarea reactanțelor condensatorului C_6 și a bobinei L_r fiind neglijabile pentru frecvența intermediară.

Deoarece atît circuitul acordat al oscilatorului local, cît şi cel al amplificatorului de foarte înaltă frecvenţă sînt conectate la acelaşi efectrod, apar o serie de fenomene nedorite, ca de exemplu :

— influenţa reciprocă dintre acordul unui circuit şi acordul celui de-al doilea ;

— pătrunderea tensiunii oscilatorului local în circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvenţă şi de aici trecerea mai departe în antenă ;

— pătrunderea tensiunii semnalului în circuitul acordat al oscilatorului local şi de aici pericolul tîrîrii frecvenţei oscilatorului ;

— micşorarea puterii semnalului şi înrăutăţirea sensibilităţii reale a radioreceptorului.

Pentru evitarea acestor deficienţe se utilizează un schimbător de frecvenţă în montaj cu putere echilibrată. În montajul din figura 4.15 există o astfel de punte care realizează separaţia între circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvenţă şi circuitul oscilatorului local. Schema acestei punţi este redată simplificat în figura 4.16, *a*, în care au fost neglijate reactanţele capacităţilor C_1 şi C_6, suficient de mici faţă de celalte elemente din circuitele considerate. De asemenea, rezistenţa de grilă R_g este mult mai mare decît reactanţa capacitivă a condensatorului C_{gc} şi nu influenţează echilibrul punţii. Cînd puntea este echilibrată, la bornele circuitului de semnal (L_1, C_{T1}) nu există tensiune de frecvenţa oscilatorului local, iar la bornele circuitului acordat al oscilatorului nu apare tensiunea semnalului. În acelaşi timp însă pe grila de comandă a tubului schimbător de frecvenţă este aplicată simultan tensiunea semnalului (prin C_2) şi cea a oscilatorului local, astfel că schimbarea de frecvenţă este posibilă.

În ceea ce priveşte separarea între circuitul oscilatorului local şi cel al amplificatorului de foarte înaltă frecvenţă, pe de o parte, cît şi a circuitului de *FI*, pe de altă parte, aceasta se realizează uşor datorită frecvenţelor de lucru foarte diferite ale celor trei tipuri de circuite.

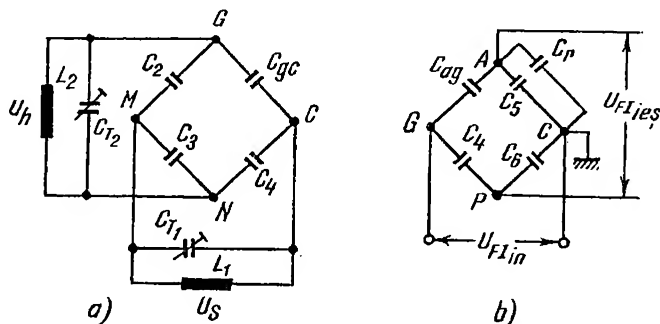


Fig. 4.16. Punţi de neutrodinare la etajul convertor autooscilator din figura 4.15 :

a — montaj în punte pentru realizarea separării între circuitul amplificator de foarte înaltă frecvenţă şi circuitul oscilatorului local ; *b* — montaj în punte pentru înlăturarea reacţiei negative în frecvenţă intermediară.

Din cauza că rezistenţa internă a tubului schimbător de frecvenţă este foarte mică (10—15 kΩ), circuitul primar al filtrului de *FI* (L_3, C_r, C_5) este puternic şuntat şi amplificarea etajului scade, scădere accentuată şi de reacţia negativă produsă prin capacitatea anod-grilă (C_{ag}) a tubului schimbător de frecvenţă. Pentru înlăturarea acestor fenomene nedorite se realizează un montaj în punte pentru *FI* (fig. 4.16, *b*) punte constituită din elementele : capacitatea anod-grilă C_{ag}, capacitatea C_4, capacitatea de reacţie C_6

în FI şi capacitatea C_r în paralel cu C_5', în capacitatea C_5' fiind inclusă C_5, capacitatea anod-catod, C_{ac}, cît şi capacitatea parazită a montajului C_m. La echilibrul punţii se obţine :

$$\frac{C_{ag}}{C_4} = \frac{C_r + C_5'}{C_6} \tag{4.11}$$

şi între intrare şi ieşire nu mai există nici un transfer de energie. În montajele reale, pentru mărirea rezistenţei interne a tubului schimbător la o valoare convenabilă (deci şi a amplificării etajului), cît şi pentru creşterea selectivităţii acestuia, valoarea condensatorului C_6 este astfel aleasă încît să se obţină o supracompensare a punţii, adică se introduce o mică reacţie pozitivă în frecvenţa intermediară.

D. INFLUENŢA PERFORMANŢELOR PIESELOR COMPONENTE ALE ETAJULUI ASUPRA PERFORMANŢELOR RADIORECEPTORULUI

1. VERIFICAREA ETAJULUI SCHIMBĂTOR DE FRECVENŢĂ

Etajul reclamă următoarele verificări :
— verificări de continuitate cu radioreceptorul nealimentat ;
— verificarea regimului de alimentare a tubului sau a tranzistoarelor ;
— verificarea cu semnal.

a. Verificarea circuitelor

Verificările de continuitate se execută cu ohmmetrul şi numai la radioreceptoarele echipate cu tuburi electronice, cu radioreceptorul nealimentat.

La radioreceptoarele cu tranzistoare, astfel de verificări sînt indicate numai asupra circuitelor deschise sau care nu includ tranzistoare.

Verificarea cu ohmmetrul constă în urmărirea continuităţii înfăşurărilor, a validităţii condensatoarelor, a rezistenţei de izolaţie faţă de masă, a rezistenţei contactelor comutatorului de game.

b. Verificarea regimului de alimentare

Verificarea regimului de alimentare a tuburilor, tranzistoarelor şi circuitelor integrate se execută cu voltmetrul de c.c. cu rezistenţă internă de valoare mult mai mare decît rezistenţa elementelor de circuit care asigură tensiunile de lucru.

Tranzistoarele se verifică în circuit cu ajutorul aparatului descris în capitolul 19.

c. Verificarea cu semnal

Verificarea cu semnal a etajului se realizează cu montajul dat în figura 4.17. Se verifică toate gamele radioreceptorului. Frecvenţele de verificare se aleg din tabela 19.2, grupa III, sau apropiate de acestea.

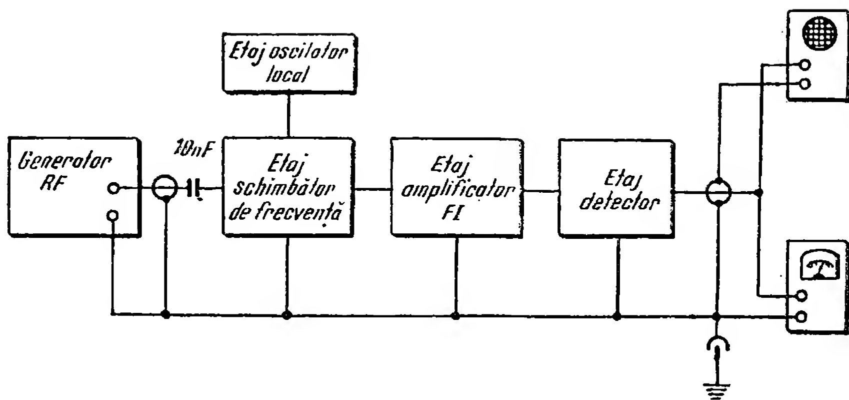


Fig. 4.17. Verificarea etajului schimbător de frecvență cu semnal.

Succesiunea operațiilor pentru verificare este următoarea :

— comutatorul de game se comută pe gama ce se verifică ;

— acul indicatorului de acord se poziționează pe scară, în dreptul frecvenței de verificare ;

— nivelul semnalului de la ieșirea generatorului se reglează potrivit condițiilor de măsurare a sensibilității ;

— se ajustează frecvența semnalului modulat de la ieșirea generatorului sau acordul radioreceptorului pînă se obține indicația maximă la un milivoltmetru de c.a.

Pentru o informare completă asupra funcționării etajului se recurge la osciloscopul catodic. Vizualizarea formelor de undă arată dacă indicația voltmetrului de *AF* corespunde semnalului analizat sau unor oscilații parazite etc. Oscilogramele prezentate în figura 4.18 au următoarele semnificații :

a) semnal de *AF* normal ;

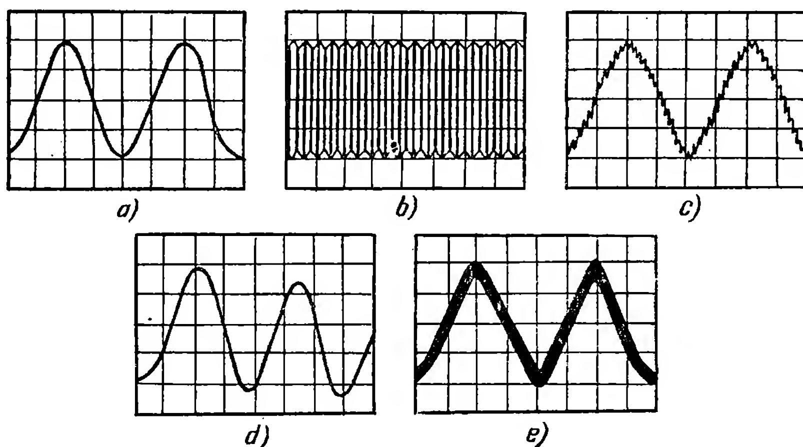


Fig. 4.18. Oscilograme obținute pe ecranul unui osciloscop conectat după etajul demodulator.

b) oscilaţie parazită de înaltă frecvenţă;
c) semnal *AF* însoţit de perturbaţii datorite în special sensibilităţii excesive a etajului;
d) semnal *AF* modulat cu brum;
e) semnal *AF* perturbat de oscilaţii de *RF*.

Etajul schimbător de frecvenţă poate fi verificat din punctul de vedere al funcţionării pe criteriul amplificării frecvenţei intermediare (funcţionarea ca etaj de *FI*). Pentru aceasta, la intrarea etajului se aplică semnal de *FI* modulat cu 1 000 Hz, cu o adîncime de modulaţie de 30%.

Comutatorul de game se fixează pe poziţia *UM*, iar condensatorul variabil de acord se lasă complet deschis. Se măsoară sensibilitatea întîi cu oscilatorul în stare de funcţionare şi apoi cu oscilatorul blocat. Dacă în ultimul caz amplificaţia creşte aproximativ de două ori (6 dB), înseamnă că etajul schimbător funcţionează corect.

INFLUENŢA PERFORMANŢELOR PIESELOR ASUPRA PERFORMANŢELOR ETAJULUI

a. Schimbător de frecvenţă cu tranzistoare pentru gamele UL, UM şi US

R_{B1}, R_{B2} din figurile 4.4, 4.5, şi R_1, R_2, R_6, R_7 din figura 4.8 sînt rezistenţele de polarizare a bazei tranzistorului. Modificarea valorii acestora a a fost prezentată în capitolul 3.

R_1, C_3 din figura 4.4, R_4, C_6 şi R_8, C_7 din figura 4.8 formează reţeaua de filtrare a tensiunii de alimentare a etajului şi implicit de separare a etajelor pentru a împiedica reacţia prin intermediul sursei de alimentare. Modificarea valorilor elementelor de circuit a fost prezentată în capitolul 3.

L_h, C_{v2} (fig. 4.4) formează circuitul acordat al oscilatorului conectat în emitor. Abateri de la valorile nominale modifică frecvenţa oscilatorului local.

R_E (fig. 4.4 şi 4.5) de valoare 1,5 — 5 kΩ este rezistenţa de emitor. Are rolul de stabilizare cu temperatura şi de rezistenţă de sarcină a oscilatorului (la bornele acesteia se aplică tensiunea de reacţie emitor-bază şi totodată tensiunea necesară pentru schimbarea de frecvenţă). O valoare mai mare contribuie la creşterea distorsiunilor şi a interferenţelor, iar o valoare mai mică provoacă o amortizare mai mare a circuitului oscilant. În ultimul caz se reduce sensibilitatea şi stabilitatea etajului.

C_B(5 — 50 nF) din figurile 4.4 şi 4.5 este condensatorul de cuplare a bobinei L_h, respectiv L_r în circuitul bază-emitor al tranzistorului. El are rolul de separare galvanică a tensiunii de la bornele rezistenţei din emitor de circuitul oscilant al oscilatorului. O valoare mai mare nu modifică regimul de funcţionare, deoarece pentru semnalul aplicat în circuitul bază-emitor, tranzistorul funcţionează în montaj cu emitorul la masă. O valoare mai mică afectează stabilitatea oscilatorului datorită atenuării tensiunii de reacţie.

C_B (fig. 4.4) serveşte la aplicarea semnalului din antenă în circuitul bază-emitor, iar din punctul de vedere al oscilatorului, condensatorul C_B împreună cu bobina L_2 asigură funcţionarea tranzistorului în montaj cu baza comună. O valoare mai mică a lui C_B afectează sensibilitatea, cît şi funcţionarea oscilatorului.

C_N, R_N sînt elementele de circuit care asigură neutrodinarea montajului. Modificarea valorilor acestor elemente afectează echilibrul punţii (fig. 4.6), ceea ce duce la instabilitatea montajului, în special către capătul superior al benzii de *US*, apare pericolul de tîrîre a frecvenţei oscilatorului local de către semnalul de intrare şi de radiaţie parazită a oscilatorului prin circuitul de intrare.

R_5 (fig. 4.8) decuplată la masă prin C_4 serveşte la stabilizarea termică a curentului de emitor. Modificarea valorii acestei rezistenţe în sensul majorării afectează punctul de funcţionare în timp ce micşorarea valorii afectează stabilitatea cu temperatura.

b. Schimbător de frecvenţă cu tranzistoare pentru gama UUS

Analiza se referă la schema dată în figura 4.9.

C_1 (10—20 pF), L_1, C_{v1} (2—12 pF) formează circuitul de acord conectat la colectorul tranzistorului T_1. Acordul variabil se realizează cu condensatorul variabil C_{v1}. Abaterile de la valorile iniţiale de acord modifică limitele gamei *UUS* şi înrăutăţeşte sensibilitatea.

C_3 (300—1 000 pF), C_5 (300 — 500 pF) aparţin punţii de separare a etajului oscilator de circuitele de *FI*. C_3 asigură conectarea la masă a inductanţei auxiliare L_2. C_5 conectează baza tranzistorului la masă. Modificarea capacităţilor din puntea de echilibrare duce la intrarea în oscilaţie a etajului pe frecvenţa intermediară.

C_6 (10—12 pF), C_{v2} (2—12 pF), L_3 formează circuitul de acord al oscilatorului local. Condensatorul C_6 de tip ceramic stabilizează termic frecvenţa oscilatorului datorită coeficientului de temperatură negativ. Abaterile de la valorile iniţiale de acord modifică limitele gamei *UUS*, înrăutăţesc sensibilitatea şi deplasează etalonarea scării.

C_2(2—10 pF) este condensatorul de cuplare şi de adaptare a etajului amplificator de *UIF* la etajul schimbător de frecvenţă. O valoare mai mare şuntează circuitul de reacţie şi duce la blocarea oscilatorului local. O valoare mai mică modifică adaptarea etajelor şi ca urmare scade amplificarea şi raportul *semnal/zgomot*.

C_r (4 — 6 pF) este condensatorul de reacţie pozitivă al oscilatorului local. O valoare mai mare sau mai mică modifică regimul de oscilaţie. În primul caz oscilaţiile devin instabile, iar în al doilea caz se pot întrerupe.

L_2 este inductanţa auxiliară pentru corectarea fazei tensiunii de reacţie şi în acelaşi timp împreună cu C_3 formează un filtru acordat pe *FI*.

C_7 (20—50 pF) împreună cu L_4 formează circuitul de acord pentru semnalul de *FI*, bobina L_4 prezentînd practic un scurtcircuit pentru frecvenţa intermediară. Modificarea valorilor acestor elemente influenţează sensibilitatea şi selectivitatea etajului.

R_1 (400—800 Ω), R_2 (5 — 10 kΩ), R_4 (20—50 kΩ), au aceeaşi semnificaţie şi influenţează asupra performanţelor etajului ca şi R_{B1}, R_{B2}, R_1, R_2, R_6, R_7 din figurile 4.4, 4.5 şi 4.8.

C_4 (2—5 nF) şi L_s formează reţeaua de filtrare şi de decuplare a etajelor blocului *UUS*. O valoare mai mică pentru C_4 şi L_s duce la modulaţia cu brum şi la autooscilaţii parazite.

c. Schimbător de frecvență cu tuburi electronice pentru gamele UL, UM și US

Analiza se referă la schemele din figurile 4.12 și 4.13.

R_a (20—50 kΩ) este rezistența de alimentare cu tensiune anodică a tubului oscilator. Valoarea optimă corespunde la sensibilitatea maximă a etajului schimbător de frecvență și la o rezistență echivalentă de zgomot minimă. O valoare mai mare înseamnă sensibilitate mai mică a etajului schimbător, radiația mai mare a oscilatorului în antenă și un procent mărit de armonice. O valoare mai mică înseamnă o amortizare mai mare a circuitului acordat, fenomen ce se manifestă prin instabilitatea oscilatorului (nu este îndeplinită condiția de oscilație) și prin prezența unui număr mai mare de armonice la ieșirea generatorului (fluierături de interferență).

R_e (20—50 kΩ) este rezistența de alimentare a ecranului tubului. O valoare mai mică înseamnă putere mai mare disipată pe grila ecran, putîndu-se depăși valoarea admisibilă. O valoare mai mare reduce amplificarea etajului. În cazul hexodei, dacă R_e este prea mică apare fenomenul dinatron (funcționare instabilă și oscilații parazite de tip dinatron).

C_e (2—50 nF) este condensatorul de decuplare a grilei ecran. O valoare mai mare nu afectează funcționarea etajului deoarece la variațiile negativării primei grile în timpul aplicării semnalului de *RF*, tensiunea ecranului se păstrează constantă. O valoare mai mică reduce apreciabil reacția pe ecran și implicit amplificarea.

R (0,5—2 MΩ) este rezistența de negativare a primei grile a hexodei, respectiv a heptodei. O valoare mai mică înseamnă amortizarea mai mare pentru circuitul de intrare pentru lanțul *MA* și amplificare mai mică. O valoare mai mare favorizează modulația cu brum.

C_1, L_1 formează circuitul rezonant acordat pe frecvența intermediară. Abaterile lui C_1 și L_1 de la valorile de acord se manifestă prin micșorarea sensibilității, a selectivității și prezența distorsiunilor.

d. Schimbător de frecvență cu tuburi pentru gama UUS

Analiza se referă la schema dată în figura 4.15.

C_{T1} (2—12 pF) și L_1 formează circuitul de acord conectat la anodul tubului amplificator de *UIF*. Acordul variabil se realizează prin monocomanda miezurilor diamagnetice ale bobinelor L_1 și L_2. Modificarea valorii capacității C_{T1} afectează limitele gamei *UUS*.

R_1 (0,5—3 kΩ) și C_1(1 — 5 nF) formează rețeaua de filtrare a tensiunii de alimentare anodică (de separare a etajelor). Modificarea valorilor acestor elemente corespunde cu R_4 și C_6 din figura 4.8.

R_2 (10—50 kΩ) este rezistența de alimentare a oscilatorului și de decuplare a etajului schimbător de frecvență. O valoare mai mare pentru R_2 înseamnă amplificare mai mică și funcționare instabilă a oscilatorului local, în timp ce o valoare mai mică micșorează decuplarea și favorizează apariția oscilațiilor parazite.

C_6 (50—500 pF) este unul din condensatoarele punții de separare a oscilatorului local de circuitul *FI — MF* (fig. 4.16, *b*). O valoare mai mare sau mai mică modifică echilibrul punții și favorizează autooscilația etajului pe frecvența intermediară (oscilatorul local).

C_2 (10 pF), C_3 (14 pF) şi C_4 (10 pF), aparţin punţii de separare a amplificatorului *UIF* de oscilatorul local (fig. 4.16, *a*). Prin această punte se realizează injecţia de semnal *UIF* în etajul schimbător de frecvenţă (divizor capacitiv). Modificarea capacităţilor din puntea de echilibrare duce la modificarea frecvenţei oscilatorului local (tîrîrea frecvenţei pe *UIF*) şi la radiaţia oscilaţiilor prin antenă.

L_2 şi C_{T2} (2—12 pF) formează circuitul de acord al oscilatorului local. Modificarea acestora produce efecte similare cu ale circuitului L_1, C_{T1}.

R_g(0,1—1 MΩ) este rezistenţa de negativare a grilei oscilatorului local. O valoare mai mare sau mai mică deplasează punctul de funcţionare către regiunea neliniară a caracteristicii. În ambele cazuri scade amplificarea etajului schimbător de frecvenţă. În primul caz apar fenomene nedorite datorită oscilaţiilor parazite şi oscilaţiilor de blocare. În cazul al doilea creşte amplitudinea oscilaţiilor locale şi gradul de armonice.

C_r (30 pF) aparţine punţii din figura 4.16, *b* şi are rol similar cu C_6, în plus separă galvanic circuitul de alimentare anodică de înfăşurarea de reacţie L_r a oscilatorului. Modificarea capacităţii duce la tîrîrea frecvenţei oscilatorului local pe frecvenţa intermediară.

Capitolul 5

OSCILATORUL LOCAL

A. GENERALITĂȚI

Oscilatorul local utilizat în radioreceptoarele superheterodină este destinat să asigure tensiunea alternativă de radiofrecvență necesară etajului schimbător de frecvență pentru a transforma tensiunea de semnal recepționată în antenă într-o tensiune de frecvență fixă numită frecvență intermediară.

Oscilația locală se caracterizează prin frecvență și amplitudine. În ceea ce privește frecvența oscilatorului local aceasta trebuie să se păstreze cît mai constantă pentru orice valoare stabilită prin sistemul de acord al radioreceptorului. Amplitudinea oscilației locale se impune să aibă o formă cît mai sinusoidală. Deformările acestei unde indică existența armonicilor oscilației, care prin prezența lor produc interferențe supărătoare în radioreceptor.

Fig. 5.1. Schema-bloc a unui oscilator.

În figura 5.1 este prezentată schema-bloc a unui oscilator, unde este reprezentat de fapt un amplificator (A) realizat cu un element activ (tranzistor sau tub electronic), la care, nemaiexistînd sursa exterioară de semnal, se transferă, de la ieșirea amplificatorului, printr-o rețea de reacția (β), la intrarea acestuia tensiunea necesară ca oscilația de radiofrecvență (*RF*) să fie întreținută. Elementul amplificator realizează o amplificare A, cu o defazare φ între $U_{ieș}$ și U_{in}, adică:

$$A = \frac{U_{ieș}}{U_{in}} = |A|\, e^{j\varphi}. \qquad (5.1)$$

Rețeaua de reacție introduce și ea o defazare ψ între $U'_{ieș}$ și U'_{in}, exprimată sub forma:

$$\beta = \frac{U'_{ieș}}{U'_{in}} = |\beta|\, e^{j\psi}. \qquad (5.2)$$

Pentru ca sistemul să oscileze trebuie ca:

$$|A| \; |\beta| = 1 \qquad (5.3, a)$$

$$\varphi + \psi = 0 \qquad (5.3, b)$$

Prima relaţie reprezintă condiţia de amplitudine, cea de-a doua, condiţia de fază, din care rezultă valoarea frecvenţei de oscilaţie, care practic este determinată de elementele L, C ale circuitului acordat, fiind însă influenţate, într-o oarecare măsură şi de parametrii elementului activ.

Avînd în vedere că amplitudinea oscilaţiilor obţinute depinde de amplificare, este necesar să se asigure un regim de oscilaţii staţionare, regim asigurat cu ajutorul elementului activ, care, fiind şi neliniar, îndeplineşte şi funcţia de limitator de amplitudine a oscilaţiilor, acesta consumînd energie care creşte mai repede decît proporţional cu pătratul amplitudinii oscilaţiilor.

Altfel pusă problema, se poate spune că oscilatorul local utilizînd pentru funcţionarea sa un element activ (tranzistor sau tub electronic), transformă energia primită de la sursa de alimentare în energie utilă oscilaţiilor de radiofrecvenţă, la frecvenţa de oscilaţie elementul activ creînd o rezistenţă negativă care compensează pierderile în rezistenţele celorlalte părţi ale circuitului, inclusiv în impedanţa de sarcină. În figura 5.2 este prezentat un amplificator din care s-a îndepărtat sursa exterioară de semnal. Se ştie că amplificarea de putere a unui tranzistor (tub) este maximă în cazul în care impedanţele de intrare şi ieşire ale acestuia sînt adaptate. Această condiţie este însă valabilă în ipoteza că impedanţele de intrare şi ieşire ale tranzistorului (tubului) au partea reală pozitivă, indiferent de valoarea impedanţei de sarcină sau a impedanţei interne a sursei. În cazul în care această ipoteză nu mai este satisfăcută, cîştigul maxim de putere este infinit, ceea ce înseamnă că circuitul poate oscila dacă valorile impedanţelor conectate la bornele elementului activ sînt convenabil alese. Se consideră, de exemplu, că pentru o anumită valoare a admitanţei de sarcină y_2 (fig. 5.2), admitanţa y_{in} are partea reală negativă, adică :

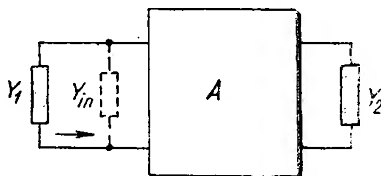


Fig. 5.2. Schema-bloc a unui oscilator cu rezistenţă negativă.

$$y_{in} = -|G_{in}| + \mathrm{j}\, B_{in} \qquad (5.4, a)$$

unde :

$$y_{in} = y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + y_2} \qquad (5.4, b)$$

y_2 reprezentînd admitanţa de sarcină, celelalte elemente fiind parametrii y ai elementului activ.

Avînd în vedere că :

$$y_1 = G_1 + jB_1 \qquad (5.5)$$

şi luînd :

$$G_1 = |G_{in}| > 0 \text{ iar } B_1 = -B_{in} \qquad (5.6)$$

admitanţa totală a buclei de intrare a circuitului este nulă, ceea ce arată că poate circula un curent chiar în absenţa unei surse exterioare de energie. Se poate vedea uşor că în acest caz admitanţa buclei de reacţie este de asemenea nulă. Rezultă că relaţiile de mai sus reprezintă de fapt condiţia necesară de amorsare a oscilaţiilor.

Tipurile reprezentative de oscilatoare, utilizate atît în radioreceptoarele cu tranzistoare, cît și în cele cu tuburi electronice, sînt următoarele:

— *Oscilatoare cu reacție prin inductanță mutuală de cuplaj, cu circuit acordat conectat fie la intrare, fie la ieșire, fie cu circuit acordat cuplat inductiv, atît la intrare cît și la ieșire.*

— *Oscilatoare în trei puncte, cu rețea de reacție fie cu priză pe bobină (oscilator Hartley), fie cu priză pe capacitate (oscilator Colpitts).*

Indiferent de schema electrică a oscilatorului, acesta trebuie să îndeplinească o serie de **cerințe tehnice**, printre care cele mai importante sînt următoarele:

● *Condiția de oscilație să fie ușor îndeplinită și tensiunea obținută să fie suficientă pentru a asigura o funcționare normală a schimbătorului de frecvență, în toată gama de lucru.* În plus, această amplitudine trebuie să fie constatată în banda frecvențelor recepționate, variația ei producînd scăderea pantei de conversie a schimbătorului de frecvență și deci variația sensibilității radioreceptorului.

● *Oscilațiile produse să fie stabilite ca frecvență*, adică să fie cît mai puțin influențate de variațiile tensiunii de alimentare și de variațiile de temperatură. În cazul în care frecvența f_h a oscilatorului variază în timp astfel încît frecvența diferență f_i între această frecvență f_h și frecvența purtătoare f_s a semnalului de recepționat nu mai este egală cu frecvența intermediară f_i, pe care este acordat circuitul la ieșirea din schimbătorul de frecvență, spectrul de frecvențe al semnalului nu mai este simetric față de mijlocul benzii de trecere a filtrului de *FI* (fig. 5.3). Aceasta duce la apariția distorsiunilor liniare și neliniare, iar în cazul unui dezacord mai puternic, la reducerea intensității audiției, sau chiar la suprimarea completă a recepției dorite. Aceste fenomene se manifestă cu atît mai intens cu cît frecvența recepționată este mai înaltă și banda de trecere a amplificatorului de *FI* este mai îngustă.

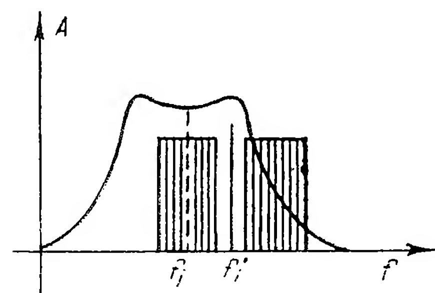


Fig. 5.3. Deplasarea spectrului de frecvențe al unui semnal modulat, față de curba de selectivitate a amplificatorului de *FI*, la o variație nedorită a frecvenței oscilatorului local.

● *Oscilatorul să nu oscileze parazitar pe o altă frecvență și nici să treacă brusc cu oscilația pe o altă frecvență.*

● *Oscilațiile produse să conțină cît mai puține armonici*, deoarece acestea produc interferențe supărătoare, importanța lor crescînd și mai mult în condițiile în care amplitudinea oscilației locale este de valoare ridicată.

B. OSCILATOARE CU TRANZISTOARE

În majoritatea cazurilor, la radioreceptoarele superheterodină cu tranzistoare, oscilatorul local este realizat împreună cu schimbătorul de frecvență utilizîndu-se un același tranzistor. Un oscilator cu tranzistor separat fiind costisitor, se folosește mult mai rar, dar o astfel de schemă permite realizarea unei stabilități de frecvență ridicate și a unei influențe reciproce reduse între circuitul oscilatorului și cel al semnalului.

Avînd în vedere importanța remitanței care poate crea pericolul unor oscilații necontrolate, la montajele de oscilatoare cu tranzistoare se urmărește reducerea, pe cît posibil, a influenței acestei reacții inverse de la ieșire la intrare și realizarea unui circuit de reacție extern tranzistorului. Existența la tranzistoare a admitanței mari de intrare duce la necesitatea adaptării între circuitul oscilant și tranzistor. Această adaptare se realizează fie prin cuplaj prin inductanță mutuală, fie prin priză pe bobină, fie prin priză pe capacitate.

În scopul obținerii unei funcționări cît mai stabile și cît mai sigure, cele mai multe montaje de oscilator local cu tranzistor separat se construiesc cu baza comună, tipurile de oscilatoare folosite mai frecvent fiind cele cu reacție, prin inductanța mutuală și oscilatoarele de tip Hartley.

1. OSCILATOARE CU REACȚIE PRIN INDUCTANȚĂ MUTUALĂ

Aceste oscilatoare sînt intîlnite atît în varianta cu circuitul oscilant conectat în circuitul colectorului, cît și în aceea în care circuitul oscilant este conectat în circuitul de emitor.

În figura 5.4,*a* este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu reacție, cu circuitul oscilant conectat în circuitul de colector, în montaj cu emitorul comun.

Bobina de reacție L_r este conectată în circuitul bazei prin intermediul condensatorului de cuplaj C_1. Condensatorul C_1 permite trecerea curenților de *RF*, dar blochează tensiunea continuă de polarizare a bazei, realizată prin divizorul rezistiv R_1, R_2. În același timp condensatorul C_1 stabilizează

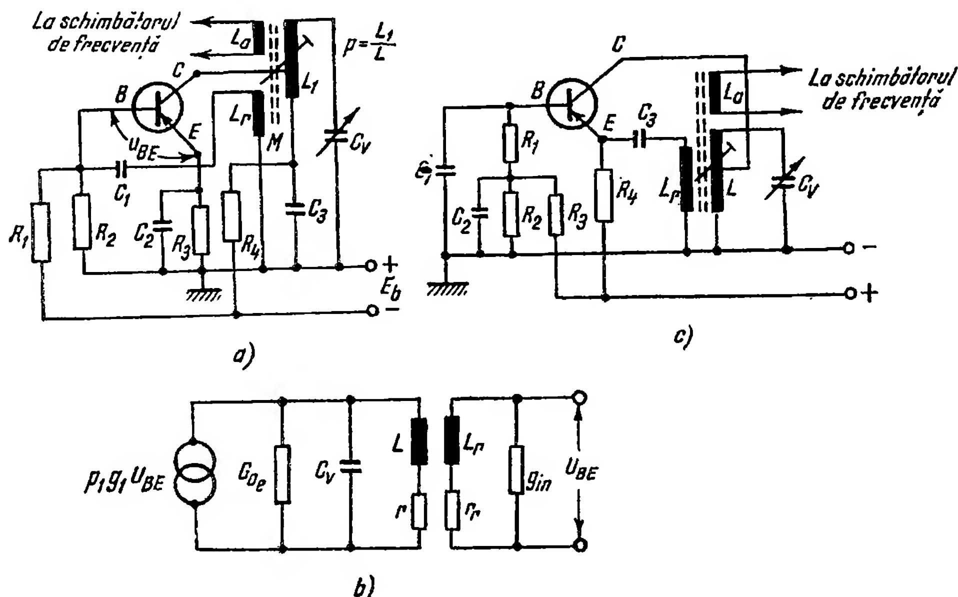


Fig. 5.4. Oscilator cu circuitul acordat conectat în colector:
a — cu emitor comun; *b* — schema echivalentă a montajului din figura 5.4, *a*; *c* — cu baza comună.

amplitudinea oscilațiilor, încărcîndu-se, în timpul alternanței negative aplicate pe bază, prin bobina de reacție și descărcîndu-se în timpul alternanței pozitive. Se asigură astfel aproximativ o funcționare în clasă B a oscilatorului. Colectorul este conectat la o priză a circuitului oscilant (L, C_V), aceasta pe de o parte pentru a se realiza adaptarea de impedanțe între generator (tranzistor) și sarcină (circuit oscilant), iar pe de altă parte pentru a nu fi amortizat prea mult circuitul acordat de către impedanța de ieșire a tranzistorului. Cuplajul oscilatorului cu etajul schimbător se realizează prin intermediul unei înfășurări auxiliare L_a, cuplată cu bobina L a circuitului oscilant.

Rezistența R_4 este folosită pentru alimentarea colectorului, fiind decuplată la masă, ca și circuitul oscilant, prin intermediul condensatorului C_3.

Rezistența R_5 este utilizată pentru stabilizarea termică a tranzistorului, iar condensatorul C_2 servește pentru conectarea la masă a emitorului din punctul de vedere al semnalului de RF.

În figura 5.4, *b* este prezentată schema echivalentă a oscilatorului din figura 5.4, *a*, unde tranzistorul a fost substituit prin generatorul de curent constant $p_1 g_m U_{BE}$, iar elementele de la priză au fost transferate la bornele circuitului acordat. Conductanța echivalentă G_{oe} are valoarea :

$$G_{oe} = G_0 + p_1^2 g_{ieș} \qquad (5.7)$$

unde :

$$p_1 = \frac{L_1}{L};$$

g este transconductanța tranzistorului ;
G_0 — conductanța la rezonanță a circuitului oscilant L, C_V ;
r — rezistența proprie de pierderi a circuitului oscilant ;
g_{in} — conductanța de intrare a tranzistorului ;
$g_{ieș}$ — conductanța de ieșire a tranzistorului.

Calculînd amplificarea și factorul de reacție β, din relațiile (5.3) rezultă condiția de oscilație :

$$M \geqslant \frac{C_V \cdot r}{g_m} + \frac{L g_{ieș}}{g_{in}} \qquad (5.8)$$

și frecvența de oscilație :

$$\omega = \omega_0 \sqrt{\frac{1 + r \cdot g_{ieș}}{1 + \frac{L_r r \cdot g_{in}}{L} + \frac{L_r g_{in} \cdot g_{ieș}}{C_V} + \frac{M^2 g_{in} \cdot g_{ieș}}{L C_V}}} \qquad (5.9)$$

O variantă a schemei din figura 5.4, *a* este prezentată în figura 5.4, *c* la care bobina de reacție este montată prin intermediul condensatorului de cuplaj C_3, în circuitul emitorului, montajul lucrînd cu baza comună.

Polarizarea bazei este asigurată prin divizorul rezistiv R_2, R_3 și rezistența auxiliară R_1, intercalată în montaj pentru stabilizarea amplitudinii tensiunii de oscilație. Condensatorul C_1 servește pentru decuplarea la masă a bazei din punctul de vedere al semnalului de RF. Grupul R_3, C_2 formează un filtru de decuplare, care are rolul de a împiedica pătrunderea, prin circuitul de alimentare, a curenților alternativi din alte etaje, în etajul oscilator.

Rezistenţa R_4 serveşte pentru stabilizarea termică a emitorului, nefiind decuplată din punct de vedere al semnalului de *RF* pentru a nu scurtcircuita la masă bobina de reacţie L_r. Cuplajul oscilatorului cu schimbătorul de frecvenţă se realizează prin intermediul bobinei auxiliare L_a, cuplată cu bobina circuitului oscilant.

În figura 5.5 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu reacţie, cu circuitul oscilant montat în emitor, în montaj cu baza comună.

Emitorul este conectat la o priză a circuitului oscilant, prin intermediul condensatorului de cuplaj C_2. Stabilizarea termică a emitorului este realizată prin rezistenţa R_3 nedecuplată pentru a nu scurtcircuita porţiunea dintre emitor şi masă a bobinei de acord a circuitului oscilant. Divizorul rezistiv R_1, R_2 serveşte pentru polarizarea bazei care, din punct de vedere al semnalului de *RF*, este conectată la masă prin intermediul condensatorului C_1.

Cuplajul oscilatorului cu etajul schimbător se realizează prin intermediul unei înfăşurări auxiliare (L_a).

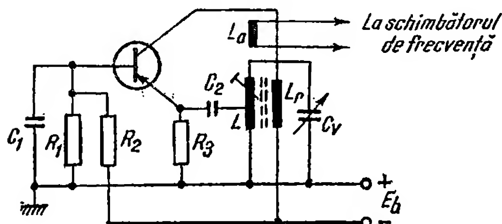


Fig. 5.5. Oscilator cu circuitul acordat conectat în emitor.

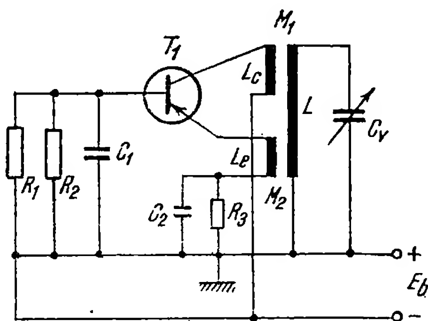


Fig. 5.6. Oscilator cu reacţie cu două cuplaje prin inductanţă mutuală.

În figura 5.6 este prezentată schema unui oscilator cu reacţie la care circuitele emitorului şi colectorului sînt cuplate cu circuitul oscilant prin inductanţe mutuale de cuplaj. Între bobina L_c şi L_e există şi un cuplaj inductiv nedorit, care poate duce la oscilaţii parazite pe frecvenţe mult mai mari decît cea de lucru, în cazul în care factorul de calitate al circuitului oscilant *LC* este prea mic.

2. OSCILATOARE ÎN TREI PUNCTE

a. Oscilatorul în trei puncte cu priză pe capacitate

În figura 5.7 este prezentată schema de principiu a unui oscilator Colpitts. Circuitul oscilant (L şi C_1 în serie cu C_2) este conectat între colector şi bază, reactanţa condensatorului C_4 fiind neglijabilă la frecvenţa de lucru a oscilatorului. Prin intermediul condensatorului C_3 emitorul este legat la masă împreună cu punctul comun al condensatorului C_1 şi C_2. Tensiunea alternativă de la bornele condensatorului C_2 constituie tensiunea de ieşire, iar tensiunea de la bornele capacităţii C_1 se aplică în circuitul de intrare al tranzistorului, prin intermediul condensatorului de cuplaj C_4.

Polarizarea bazei este asigurată prin divizorul rezistiv R_1, R_2. Stabilizarea termică a tranzistorului este realizată prin rezistența R_4, decuplată la masă pentru curenții de *RF* prin condensatorul C_4. Rezistența R_3 servește pentru alimentarea colectorului.

Referindu-ne la schema electrică din figura 5.7 circuitul echivalent în curent alternativ al acestei scheme este prezentat în figura 5.8, *a* și poate fi privit ca fiind obținut prin punerea în paralel cu tranzistorul a unui cuadripol pasiv de tip π. Rezistența *R* reprezintă pierderile în bobină și în

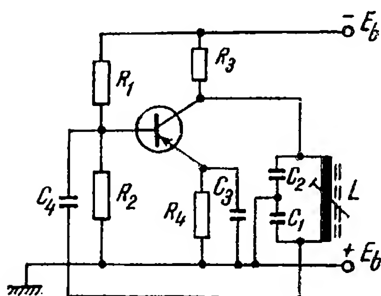


Fig. 5.7. Oscilator Colpitts.

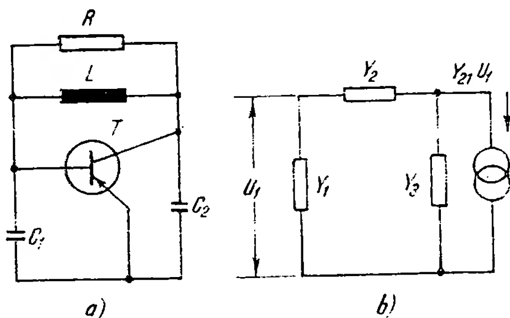


Fig. 5.8. Circuite echivalente ale schemei din figura 5.7:

a – circuit echivalent pentru curent alternativ; *b* – circuit echivalent folosind parametrii de cuadripol „*y*" ai tranzistorului.

sarcină. În figura 5.8, *b* este prezentat ansamblul tranzistor și cuadripol pasiv, sub o nouă formă echivalentă, unde:

$$y_1 = j\omega C_1 + y_{11} + y_{22} = \frac{1}{Z_1}, \tag{5.10}$$

$$y_2 = j\omega C_2 + y_{22} + y_{12} = \frac{1}{Z_2} \tag{5.11}$$

$$y_3 = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_3}, \tag{5.12}$$

iar y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22} sînt parametrii de cuadripol „*y*" ai tranzistorului.

Condiția de oscilație pentru montajul din figura 5.8, *b* se poate scrie sub forma:

$$-y_{21} \cdot Z_1 \cdot Z_2 = Z_1 + Z_2 + Z_3. \tag{5.13}$$

Ținînd seamă de faptul că pentru a avea o oscilație cît mai sinusoidală, factorul de calitate echivalent al circuitului acordat serie $(Z_1 + Z_2 + Z_3)$ este de valoare ridicată (>10), se pot neglija componentele rezistive în membrul stîng al relației (5.13), obținîndu-se în acest caz

$$y_{21} \cdot X_1 \cdot x_2 \cong R_1 + R_2 + R_3 \tag{5.14, a}$$

$$x_1 + x_2 + x_3 \cong 0. \tag{5.14, b}$$

În condiția de rezonanță (relația 5.14, *b*) intervin și componentele reactive ale admitanțelor de cuadripol al tranzistorului (capacitățile emitor-bază și colector-bază). Pentru a micșora efectul acestor capacități, îmbunătățind astfel stabilitatea frecvenței oscilatorului, capacitățile exterioare trebuie să fie cît mai mari rămînînd însă în limitele condiției de întreținere a oscilațiilor (relația 5.14, *a*).

Pentru calculul practic se poate aproxima că frecvența de rezonanță a sistemului are valoarea:

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L\,C_1\,C_2}}. \tag{5.15}$$

b. Oscilatorul în trei puncte cu priză pe bobină

În figura 5.9, *a* este prezentată schema de principiu a unui oscilator Hartley în montaj cu baza comună. Colectorul se conectează la o priză a bobinei circuitului oscilant L, C pentru a realiza adaptarea de impedanțe și totodată pentru a nu amortiza prea mult circuitul acordat. Emitorul se conectează la o priză mai coborîtă a bobinei, alegerea sa fiind dictată de respectarea condiției de oscilație pentru montajul în trei puncte. Condensatoarele de cuplaj C_2, respectiv C_3 servesc pentru blocarea tensiunii continue de alimentație spre bobina L.

Prin intermediul condensatorului C_1 baza tranzistorului este legată la masă din punctul de vedere al semnalului de *RF*, adică este conectată la celălalt capăt al circuitului oscilant.

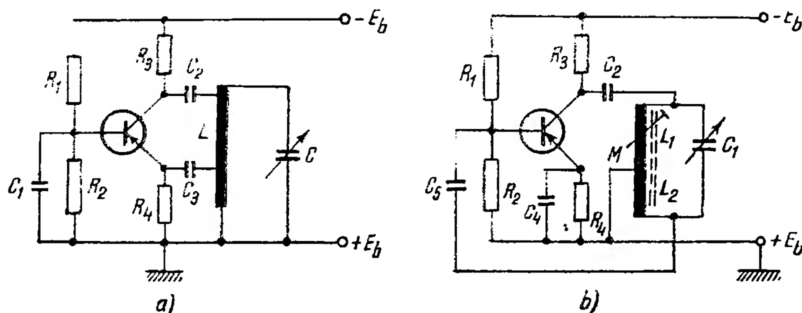


Fig. 5.9. Oscilatorul Hartley:
a — în montaj cu baza comună; *b* — în montaj cu emitorul comun.

Rezistența R_4 servește pentru stabilizarea termică a tranzistorului, iar rezistențele R_1 și R_2, pentru polarizarea bazei. Alimentarea colectorului se face prin rezistența R_3, care permite totodată menținerea unei tensiuni de oscilație mai constante.

Există scheme de oscilatoare Hartley la care colectorul este alimentat în serie cu sursa de alimentare. Astfel de montaje sînt mai simple decît primele datorită dispariției condensatoarelor de blocare a tensiunii continue spre circuitul oscilant.

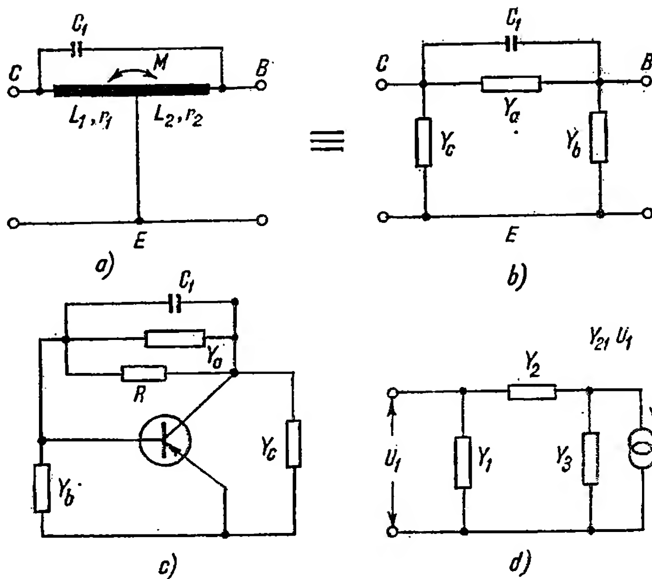


Fig. 5.10. Scheme echivalente ale montajului din figura 5.9, *b* :
a — schema în T a cuadripolului de reacție ; *b* — schema echivalentă în π a cuadripolului de reacție ; *c* — circuitul echivalent pentru curent alternativ ; *d* — circuitul echivalent folosind parametrii de cuadripol „*y*" ai tranzistorului.

În figura 5.9, *b* este prezentată schema de principiu a unui același tip de oscilator în trei puncte, dar cu emitorul comun. Se observă că la o astfel de schemă cuadripolul de reacție este de tip T (fig. 5. 10, *a*).

Pentru a se putea face un calcul simplu, similar cu cel de la oscilatorul Colpitts, cuadripolul de reacție din figura 5.10, *a* a fost transformat într-un cuadripol π (fig. 5.10, *b*) unde :

$$y_a = \frac{1}{-\mathrm{j}\,\omega\,\dfrac{L_1L_2-M^2}{M} - \dfrac{L_1r_2+L_2r_1}{M}}, \tag{5.16}$$

$$y_b = \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,\dfrac{L_1L_2-M^2}{L_1+M} \quad \dfrac{L_1r_2+L_2r_1}{M_1+M}}, \tag{5.17}$$

$$y_c = \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,\dfrac{L_1L_2-M^2}{L_2+M} + \dfrac{L_1r_2+L_2r_1}{L_2+M}} \tag{5.18}$$

relații stabilite în condițiile în care s-a considerat că factorul de cuplaj M între inductanțele L_1 și L_2 este mic.

Circuitul echivalent, în curent alternativ, al tranzistorului din figura 5.9,*b* este prezentat în figura 5.10,*c*. Ansamblul tranzistor-cuadripol pasiv este prezentat sub forma echivalentă în figura 5.10,*d*, unde :

$$y_1 = y_b + y_{11} + y_{22} = \frac{1}{Z_1}, \tag{5.19}$$

$$y_2 = y_c + y_{22} + y_{12} = \frac{1}{Z_2}, \tag{5.20}$$

$$y_3 = y_a + j\omega C_1 + \frac{1}{R} = \frac{1}{Z_3}, \tag{5.21}$$

în care rezistența R reprezintă pierderile în bobină și în sarcină, iar y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22} reprezintă parametrii de cuadripol „y" ai tranzistorului. Condiția de oscilație pentru montajul din figura 5.10, *d* se poate scrie sub forma :

$$- y_{21} Z_1 \cdot Z_2 = Z_1 + Z_2 + Z_3, \tag{5.22}$$

de unde calculele pot fi conduse ca și în cazul oscilatorului Colpitts.

Dacă se lucrează la frecvențe relativ joase, cînd se pot neglija componentele reactive ale parametrilor tranzistorului, frecvența de oscilație se determină aproximativ cu relația (5.14,*b*) din care rezultă :

$$\omega^2 C_1(L_1 + L_2 + 2M) = 1, \tag{5.23}$$

adică tocmai condiția obișnuită de rezonanță pentru circuitul acordat.

3. OSCILATOARE CU TRANZISTOARE PENTRU UNDE ULTRASCURTE (*UUS*)

Oscilatorul pentru foarte înaltă frecvență este utilizat în blocul de *UUS* al radioreceptoarelor superheterodină cu modulație de frecvență, fiind realizat fie împreună cu schimbătorul de frecvență, utilizîndu-se un același tranzistor, fie ca etaj independent, așa cum se întîlnește cu montajele radioreceptoarelor de calitate.

În figura 5.11 este prezentată schema de principiu a unui oscilator în montaj comun cu schimbătorul de frecvență (convertor-autooscilator). Eta-

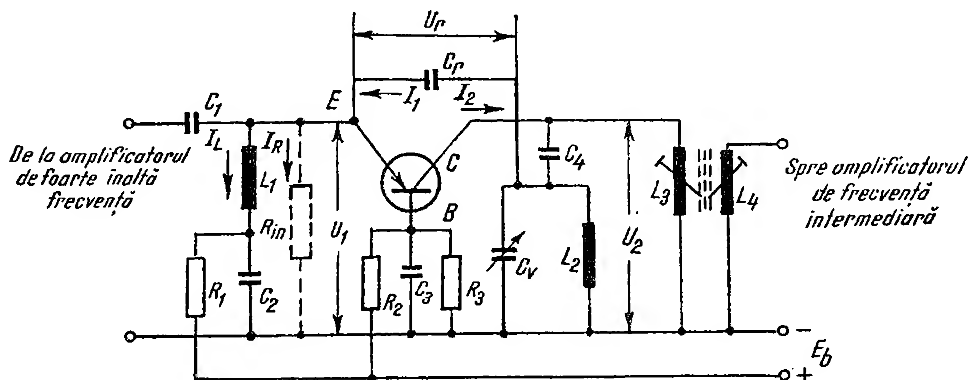


Fig. 5.11. Oscilator pentru *UUS* utilizînd același tranzistor cu schimbătorul de frecvență.

jul lucrează cu baza comună din punctul de vedere al oscilaţiilor de frecvenţă foarte înaltă, conectarea bazei la masă fiind realizată prin intermediul condensatorului C_3. Circuitul oscilant $C_V L_2$ este conectat în colector, reactanţa condensatorului C_4 fiind un scurtcircuit pentru frecvenţa de lucru a oscilatorului local. Tensiunea de reacţie pozitivă a oscilatorului este aplicată la intrare, prin intermediul condensatorului C_r. Tensiunea semnalului de la amplificatorul de foarte înaltă frecvenţă este aplicată, prin intermediul condensatorului C_1, pe emitorul tranzistorului, unde există şi oscilaţia locală. Amestecul are loc în joncţiunea bază-emitor, iar din spectrul de frecvenţă rezultat din conversie, circuitul selectiv L_3, C_4 (circuitul L_2, C_V fiind un scurtcircuit pentru semnalul de *FI*) extrage semnalul de frecvenţă intermediară, care este transmis la următorul etaj amplificator de *FI*, prin bobina de cuplaj L_4. Polarizarea bazei este realizată prin divizorul rezistiv R_2, R_3, pentru polarizarea emitorului fiind utilizată rezistenţa R_1.

Grupul L_1, C_2 formează un filtru acordat pe frecvenţa intermediară, care împiedică intrarea în oscilaţie a montajului pe această frecvenţă, filtrul scurtcircuitînd intrarea tranzistorului pentru frecvenţa intermediară. Bobina L_1 serveşte totodată şi pentru corecţia de fază a tensiunii de reacţie a oscilatorului.

Fig. 5.12. Circuitul echivalent al montajului din figura 5.11.

Oscilaţiile în acest montaj au loc datorită admitanţei de trecere inversă y_{12}, valoare mărită prin adăugarea unui condensator între circuitul de ieşire şi cel de intrare (C_r din fig. 5.11). Datorită frecvenţei de lucru foarte înaltă, panta tranzistorului are o fază importantă, care face ca între tensiunea aplicată la intrare (U_1) şi curentul de la ieşirea tranzistorului (I_2) să apară un defazaj care nu poate fi neglijat. Referindu-ne la schema echivalentă (fig. 5.12) a montajului din figura 5.11, şi considerînd aplicată la intrarea tranzistorului tensiunea U_1 rezultă că generatorul de curent $y_{21} U_1$ produce la ieşire curentul :

$$I_2 = U_1 y_{21} e^{j\varphi_{21}} \tag{5.24}$$

în care φ_{21} reprezintă decalajul între tensiunea U_1 şi curentul I_2. Considerînd o valoare a lui $y_{21} \simeq 90°$, uzuală la frecvenţele obişnuite din gama de *UUS* şi avînd în vedere că circuitul acordat al oscilatorului $L_2 C_V$ este la rezonanţă, el se va comporta ca o rezistenţă pură şi deci tensiunea U_2 la bornele sale va fi în fază cu I_2, deci decalată cu 90° faţă de tensiunea U_1 de la intrarea oscilatorului (fig. 5.13,*a*).

Considerînd în primă aproximaţie că în figura 5.11 inductanţa L_1 nu este conectată în circuit, atunci tensiunea U_1' transmisă de la ieşire la intrare prin divizorul C_r, R_{in} are valoarea şi faza arătate în figura 5.13,*b*, adică între tensiunea U_1 amplificată de tranzistor şi tensiunea U_1' transmisă la intrare prin calea de reacţie există un defazaj, pentru compensarea căruia este necesar să se introducă în circuit bobina L_1. În aceste condiţii curentul de

reacție I_1, care străbate condensatorul C_r (v. fig. 5.12), se divide în curentul I_L, care circulă prin bobina L_1 și în curentul I_R, care circulă prin rezistența R_{in} a tranzistorului. Referindu-ne din nou la tensiunea de reacție U'_1 care se stabilește în aceste condiții la bornele circuitului de intrare, se observă că și în acest caz curentul I_R este în fază cu U_1 (fig. 5.13,*c*). Curentul I_L este

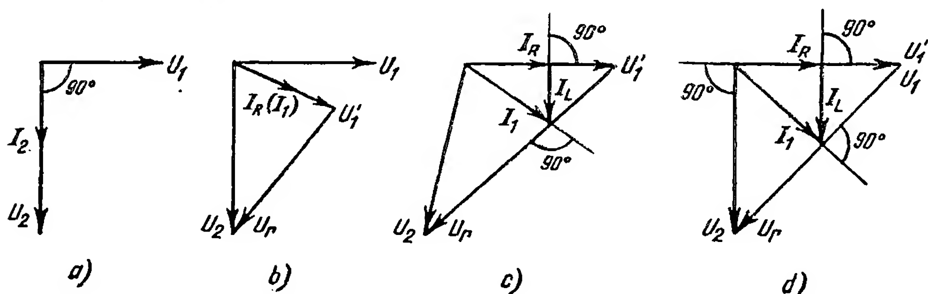


Fig. 5.13. Diagrame vectoriale ale tensiunilor și curenților la circuitul echivalent din figura 5.12:

a – diagrama vectorială reprezentînd defazajul dintre U_1 și U_2; *b* – diagrama vectorială reprezentînd defazajul dintre U_2 și U'_1 în absența inductanței L_1; *c* – diagrama vectorială reprezentînd defazajul dintre U_2 și U'_1 pentru o valoare oarecare a lui L_1; *d* – diagrama vectorială reprezentînd defazajul dintre U_2 și U'_1 pentru o valoare corectată a lui L_1 corespunzătoare corecției de fază.

defazat în urmă cu 90° față de U'_1 deci și față de I_R. Curentul rezultant, reprezentat prin suma $I_R + I_L$, este curentul I_1, care circulă prin condensatorul C_v (fig. 5.13,*c*). Rezultă că, în funcție de mărimea reactanței bobinei L_1, curentul I_L, care circulă prin ea, va fi mai mare sau mai mic, de unde rezultă că faza curentului I_1 se poate regla prin potrivirea reactanței bobinei L_1. În ceea ce privește tensiunea U_r de la bornele condensatorului C_r, aceasta este decalată în urmă cu 90° față de curentul I_1. Tensiunea rezultantă între U'_1 și U_r este U_2 (fig. 5.13,*c*). Alegînd o valoare convenabilă pentru L_1 se poate găsi o fază corespunzătoare pentru curentul I_1, astfel ca U_2 (fig. 5.13,*d*) să fie decalată cu 90° față de tensiunea U'_1, transmisă de la ieșire la intrare prin calea de reacție, și să se obțină deci ca U_1 să fie în fază cu U'_1, adică sistemul să aibă îndeplinită condiția de oscilație.

Așa după cum s-a menționat mai sus, în radioreceptoarele de calitate oscilatorul pentru frecvențe foarte înalte este realizat cu un tranzistor separat. În figura 5.14 este prezentată schema de principiu a unui astfel de oscilator, realizat în montaj cu baza comună, conectarea la masă fiind făcută, din punctul de vedere al curentului alternativ, prin intermediul condensatorului C_2.

Circuitul oscilant LC_V este conectat în circuitul de colector, reacția pozitivă fiind realizată prin condensatorul de reacție C_r. Principiul de funcționare a oscilatorului este similar cu cel prezentat în cazul schemei de oscilator schimbător din figura 5.11.

De remarcat însă lipsa în acest montaj a bobinei auxiliare de corecție a fazei și prezența unui condensator de corecție C_1. Această soluție este necesar să fie adoptată atunci cînd tranzistoarele folosite pentru etajul oscilator au o fază a pantei cu mult mai mică de 90°. Într-adevăr, dacă se consideră că la frecvențele de lucru ale oscilatorului faza pantei este de $\varphi°$ ($\varphi° < 90°$), curentul alternativ de colector I_2 este defazat, față

de tensiunea alternativă U_1 dintre emitor și bază, cu această valoare (fig. 5.15, *a*). Tensiunea U_2 de la bornele circuitului acordat, întrucît acesta se află la rezonanță, este în fază cu curentul I_2, deci tensiunea U_2 este decalată tot cu $\varphi°$ față de tensiunea U_1 de la intrare. Impedanța de intrare a tranzistorului este practic o rezistență (R_{in} din figura 5.14). În absența condensatorului C_1, tensiunea de reacție U_1' este defazată

Fig. 5.14. Schema de principiu a unui oscilator pentru *UUS*.

față de U_1 (fig. 5.15, *b*). În condițiile în care se introduce condensatorul C_1, curentul I_1 ce străbate reactanța de reacție, reprezentată prin condensatorul C_r, se divide în curentul I_C, care circulă prin condensatorul C_1 și în curentul I_R, care circulă prin rezistența R_{in}. În figura 5.15, *c* se arată modul în care, prin utilizarea condensatorului C_1 se poate modifica faza tensiunii de

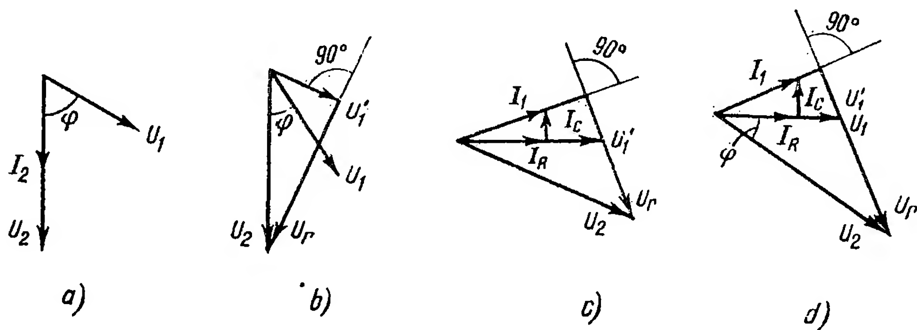


Fig. 5.15. Diagrame vectoriale ale tensiunilor și curenților de la montajul din figura 5.14: *a* – defazajul dintre U_1 și U_2; *b* – defazajul dintre U_2 și U_1' în absența condensatorului C_1; *c* – defazajul dintre U_2 și U_1 pentru o valoare oarecare a lui C_1; *d* – defazajul dintre U_2 și U_1' pentru o valoare corectă a lui C_1 corespunzătoare corecției de fază.

reacție U_1'. Alegînd o valoare convenabilă pentru C_1, cît și pentru condensatorul de reacție C_r se poate asigura o astfel de fază pentru curentul I_1 încît între tensiunea U_2 și tensiunea de reacție U_1' să fie defazare egală cu $\varphi°$ și deci sistemul să aibă îndeplinită condiția de oscilație.

C. OSCILATOARE CU TUBURI ELECTRONICE

După modul cum este conectat circuitul oscilant şi după cum se obţine semnalul de reacţie, se disting următoarele tipuri de oscilatoare: *oscilatoare cu reacţie prin inductanţă mutuală* şi *oscilatoare în trei puncte*.

Tuburile electronice folosite în astfel de oscilatoare sînt, în mod uzual, triode sau părţi triode din tuburi complexe (heptode, octode etc.). Aceste oscilatoare funcţionează, de obicei, în clasă B sau C.

1. OSCILATOARE CU REACŢIE PRIN INDUCTANŢĂ MUTUALĂ

Astfel de oscilatoare sînt realizate în două variante:

— oscilator cu circuit oscilant conectat în circuitul anodic;

— oscilator cu circuit oscilant conectat în circuitul de intrare (de grilă).

În figura 5.16 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu circuit oscilant conectat în circuitul anodic. Tensiunea alternativă de la bornele bobinei L_a induce în bobina de reacţie L_r, montată în circuitul de grilă, o tensiune alternativă care serveşte drept tensiune de excitaţie pentru tubul oscilator. Această tensiune este amplificată şi regăsită la bornele circuitului oscilant anodic şi procesul se repetă, la un moment dat producîndu-se însă o limitare a amplitudinii de oscilaţie. Într-adevăr, odată cu creşterea amplitudinii oscilaţiei creşte şi semnalul aplicat pe grilă, creşte curentul de grilă şi deci negativarea se măreşte (are loc o detecţie paralel în spaţiul grilă-catod al tubului electronic, elementele de circuit fiind rezistenţa R_g şi condensatorul C_g). Panta tubului scade şi odată cu ea scade şi amplificarea. Creşterea curentului de grilă duce totodată şi la o amortizare mai puternică a circuitului oscilant, factorul de calitate în sarcină scade, scade impedanţa de sarcină a tubului şi amplificarea se reduce.

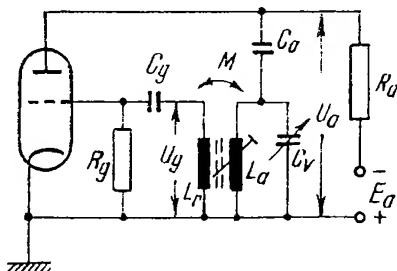


Fig. 5.16. Oscilator cu circuit oscilant conectat în circuitul anodic.

Ţinînd seamă că gradul de reacţie β este exprimat prin raportul U_g/U_a, condiţia ca oscilatorul să funcţioneze este:

$$M \geqslant \frac{C_V\, r}{S}, \tag{5.25}$$

unde M este inductanţa mutuală dintre bobinele L_r şi L_a;

C_V — capacitatea de acord a circuitului oscilant;

r — rezistenţa serie a circuitului oscilant de sarcină;

S — panta tubului.

Din această relaţie rezultă că, pentru ca sistemul să oscileze cît mai uşor, adică la un cuplaj M cît mai slab, este necesar să se utilizeze un tub

cu pantă mare şi ca circuitul oscilant să fie cît mai puţin amortizat (rezistenţa r să aibă o valoare cît mai redusă).

Dacă se neglijează influenţele introduse în circuitul oscilant de rezistenţa internă R_i a tubului şi de rezistenţa R_a din circuitul de alimentare, frecvenţa de oscilaţie f este practic egală cu frecvenţa proprie a circuitului oscilant f_0, adică :

$$f \cong f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a\, C_v}}. \tag{5.26}$$

În figura 5.17 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu circuitul oscilant conectat în circuitul de grilă. Dintre tensiunile alternative ce apar la bornele bobinei de reacţie L_r, în circuitul de grilă se induce numai tensiunea a cărei frecvenţă corespunde cu frecvenţa de acord a circuitului oscilant.

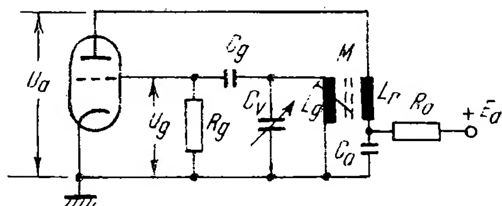


Fig. 5.17. Oscilator cu circuit oscilant conectat în circuitul de grilă.

La grila tubului oscilator apare o tensiune de excitaţie U_g de Q_s (factorul de calitate în sarcină al circuitului oscilant) ori mai mare decît tensiunea indusă, care este apoi amplificată şi regăsită la bornele bobinei de reacţie L_r. Limitarea oscilaţiilor şi negativarea tubului se realizează în acelaşi mod ca la oscilatorul cu circuit oscilant anodic. Condiţia de oscilaţie este :

$$M \geqslant \frac{C_V\, R}{S}, \tag{5.27}$$

unde :

M este inductanţa mutuală între bobinele L_r şi L_g ;
C_V — capacitatea de acord a circuitului oscilant ;
R — rezistenţa paralel a circuitului oscilant ;
S — panta tubului.

Frecvenţa de oscilaţie f este practic egală cu frecvenţa proprie a circuitului oscilant f_0, aceasta în condiţiile în care rezistenţa proprie a bobinei L_g se neglijează faţă de rezistenţa internă a tubului electronic. Valoarea ei este dată de expresia :

$$f \cong f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g\, C_V}}. \tag{5.28}$$

Determinarea acestor valori este făcută cu o aproximaţie mai bună decît în montajul precedent.

Schema prezentată are avantajul faţă de prima că factorul de calitate al circuitului oscilant este mai bun şi deci condiţia de oscilaţie este mai uşor de îndeplinit. Prezintă însă dezavantajul că frecvenţa de lucru este influenţată de capacitatea grilă-catod, a cărei valoare depinde de condiţiile de funcţionare ale tubului.

2. OSCILATOARE ÎN TREI PUNCTE

Aceste oscilatoare sînt realizate în două variante:

— *oscilator în trei puncte cu priză pe bobină* (*oscilator Hartley*);

— *oscilator în trei puncte cu priză pe capacitate* (*oscilator Colpitts*).

Schema de principiu a unui oscilator Hartley este prezentată în figura 5.18. Circuitul acordat L, C_V este conectat între grilă și anod, iar catodul tubului, la o priză situată la capătul inferior al bobinei L. Valoarea condensatorului C_a este astfel aleasă încît la frecvența de lucru reprezintă un scurtcircuit. Tensiunea alternativă ce ia naștere între anod și catod (la bornele bobinei L_2) este indusă în bobina L_1 și aplicată de aici la grilă, pentru excitație. Se poate observa ușor că tensiunea de reacție produsă este în fază cu tensiunea de la intrare. Într-adevăr dacă se ia ca referință potențialul prizei *2*, atunci capetele bobinei (*1* și *3*) oscilează în antifază, adică sînt defazate între ele la 180°. Cum un capăt al bobinei *3* este conectat la anod (condensatorul C_a reprezintă scurtcircuit la frecvența de lucru) și altul la grilă (*1*), defazajul de 180 creat de tub între tensiunile U_g și U_a este compensat de defazajul de 180° creat în bobina L între tensiunea anodică și cea de grilă.

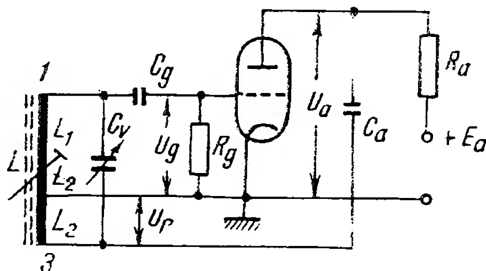


Fig. 5.18. Oscilator Hartley.

Prin modul în care este conectat circuitul acordat, montajul prezintă avantajul că reduce cuplajul între tub și circuitul oscilant și deci neglijabilă influența variației parametrilor tubului asupra frecvenței de lucru a oscilatorului. Poziția optimă a prizei din partea dinspre masă este aproximativ de la o cincime pînă la o treime din numărul total de spire al bobinei L și se determină pe cale experimentală.

În cazul acestui montaj negativarea se realizează prin curentul de grilă care trece prin rezistența R_g. Rezistența R_a servește pentru reducerea tensiunii anodice la valoarea dorită.

În figura 5.19 este prezentată schema de principiu a unui oscilator Colpitts. Circuitul acordat este conectat între grilă și anod, reactanța condensatorului C_a fiind neglijabilă la frecvența de lucru a oscilatorului. Catodul este legat la masă împreună cu punctul comun al condensatoarelor C_1 și C_2. Montajul se aseamănă cu cel precedent, cu deosebirea că priza este luată nu pe bobină, ci pe condensator. Tensiunea alternativă existentă la bornele capacității C_2 constituie tensiunea de ieșire a oscilatorului, iar tensiunea de la bornele capacității C_1, tensiunea de intrare și se aplică la grila tubului oscilator. În schemele

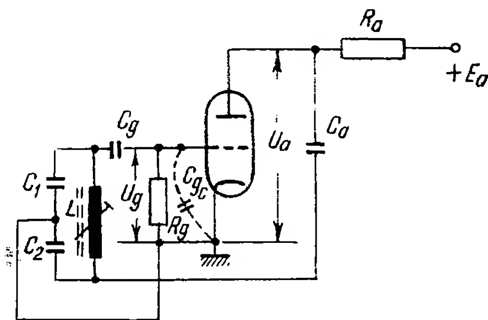


Fig. 5.19. Oscilator Colpitts.

uzuale între C_1 şi C_2 există relaţia : $C_2 = 2C_1$, relaţie stabilită în corespondenţă cu gradul de reacţie pozitivă necesar pentru întreţinerea oscilaţiei.

Frecvenţa de lucru a oscilatorului depinde cu atît mai puţin de parametrii tubului, cu cît valorile condensatorului C_1 şi C_2 sînt mai mari. În aceste condiţii influenţa capacităţii grilă-catod (C_{gc}) asupra frecvenţei de acord a circuitului oscilant L, C_1, C_2 este practic înlăturată.

Oscilatoarele în trei puncte cu priză pe capacitate, asigurînd o stabilitate de frecvenţă mult mai ridicată decît oscilatoarele tip Hartley, au o largă aplicabilitate, în special în gama de unde scurte.

3. OSCILATOARE CU TUBURI ELECTRONICE UTILIZATE ÎN UNDE ULTRASCURTE

În radioreceptoarele superheterodină pentru semnale cu *MF* etajul oscilator este realizat, de obicei, împreună cu schimbătorul de frecvenţă, tubul utilizat fiind trioda, care asigură schimbătorului de frecvenţă un nivel de zgomot redus şi o impedanţă de intrare în gama de *UUS* mai mare decît aceea a tuburilor cu mai multe grile.

În principiu, tipul de schemă folosit pentru oscilatorul local este cel cu reacţie prin inductanţă, circuitul oscilant putînd fi conectat fie în circuitul anodic, fie în cel de grilă.

Cea mai dificilă problemă la realizarea montajului de oscilator local combinat pe aceeaşi triodă cu schimbătorul de frecvenţă este asigurarea independenţei acordului celor trei circuite (circuitul de semnal, circuitul oscilator şi filtrul de *FI*) şi obţinerea unei radiaţii cît mai mici a oscilatorului. Aceasta înseamnă că schema electrică trebuie astfel realizată încît acordul unui circuit să nu modifice acordul celuilalt şi tensiunea oscilatorului local să nu ajungă la circuitul de semnal.

Satisfacerea simultană a acestor condiţii pare dificilă, deoarece în sistemul schimbător-oscilator tensiunile de semnal şi de oscilator se aplică pe una şi aceeaşi grilă a triodei. Problema poate fi rezolvată dacă circuitele de semnal şi oscilator se conectează într-o schemă de punte echilibrată.

În figura 5.20, *a* este prezentată schema de principiu a unui oscilator-schimbător de frecvenţă, în varianta cu circuitul oscilant conectat în circuitul anodic, iar în schema din figura 5.20, *b*, în varianta cu circuitul oscilant conectat în circuitul de grilă.

Referindu-ne la schema din figura 5.20, *a* se poate observa uşor că oscilatorul este realizat după schema obişnuită cu cuplaj inductiv, circuitul acordat L_h, C_h fiind conectat în circuitul anodic prin intermediul condensatorului C_r care permite stabilirea cuplajului dorit între tub şi circuitul oscilant. Pentru înlăturarea dependenţei reciproce a acordului circuitului de semnal (L_a, C_a) şi de oscilator şi pentru a micşora tensiunea oscilatorului pe circuitul de semnal, acesta din urmă este conectat în diagonala unei punţi (fig. 5.21) constituită din jumătăţile bobinei de reacţie L_r şi capacităţile C_1, C_2, care asigură echilibrarea punţii, dacă între aceste mărimi există relaţia :

$$\frac{L_{r1} + M}{L_{r2} + M} = \frac{C_1}{C_2}, \tag{5.29}$$

unde M este inductanţa mutuală dintre bobinele L_{r1} şi L_{r2}.

Fig. 5.20. Oscilator realizat cu triodă utilizată și ca schimbător de frecvență; *a* – cu circuitul oscilant conectat în circuitul anodic; *b* – cu circuitul oscilant conectat în circuitul de grilă.

Această punte, care realizează separația între circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvență și circuitul oscilatorului, nu împiedică însă ca tensiunea de semnal obținută la bornele circuitului L_aC_a să se aplice, prin condensatorul de cuplaj C_c, la priza mediană a bobinei L_r și de aici, împreună cu tensiunea oscilatorului local, la grila triodei schimbătoare de frecvență, spre a se realiza schimbarea de frecvență.

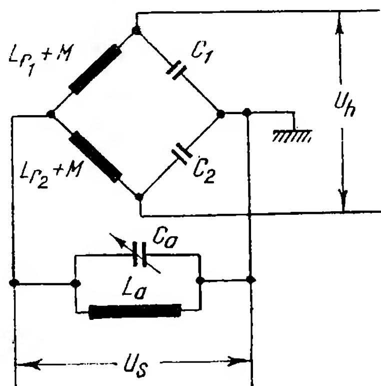


Fig. 5.21 Schema punții de separație între circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvență și circuitul oscilatorului pentru montajul din figura 5.20, *a*.

Tensiunea de semnal, după schimbarea frecvenței și amplificare, se extrage cu ajutorul filtrului de *FI* constituit din L_1, C_4, C_r (pentru semnalul *FI* circuitul oscilatorului L_h, C_h se prezintă ca un scurtcircuit) și este transmisă mai departe etajului următor de *FI* prin grupul L_2, C_5. Datorită faptului că frecvența intermediară f_i este mult diferită de frecvența oscilatorului f_h și de frecvența de semnal f_s, cuplajul dintre filtrul de *FI* și circuitele oscilatorului și

semnalului este neglijabil. Aceasta permite ca bobina L_1 a primului filtru de *FI*, avînd o reactanţă relativ mare pentru frecvenţa f_h, să fie utilizată ca bobină de şoc în schema de alimentare în paralel a oscilatorului.

Pentru frecvenţa intermediară, condensatorul C_3, împreună cu condensatoarele C_c, C_{ag} şi C_e ($C_e = C_4 + C_r$), formează o punte pentru reacţie pozitivă în frecvenţă intermediară, realizată în scopul îmbunătăţirii factorului de calitate al circuitului L_1, C_e.

Condensatorul C_4, în afară de rolul de capacitate de acord a filtrului de *FI*, formează totodată, împreună cu condensatorul C_r, un divizor capacitiv care realizează cuplajul la valoarea dorită a circuitului acordat al oscilatorului cu tubul electronic. Condensatorul C_r are un rol deosebit în realizarea stabilităţii oscilatorului faţă de oscilaţiile parazite la frecvenţe foarte înalte, capacitatea sa de valoare ridicată (zeci de picofarazi), şuntînd eventualele circuite oscilante formate din capacităţile parazite ale montajului, ale tubului electronic şi inductanţele conexiunilor de legătură ale montajului sau tubului.

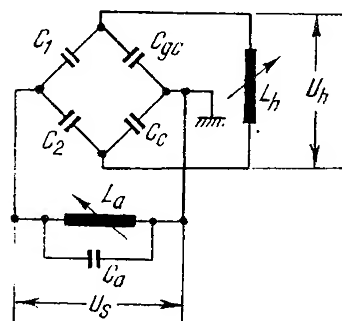


Fig. 5.22. Schema punţii de separaţie între circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvenţă şi circuitul oscilatorului, pentru montajul din figura 5.20, *b*.

Rezistenţa de grilă R_g prezintă o importanţă foarte mare pentru funcţionarea oscilatorului local. Alegerea necorespunzătoare a valorii acestei rezistenţe duce la naşterea de oscilaţii autoblocate. Valorile uzuale variază, în funcţie de schemă, între 150 kΩ şi 1 MΩ.

În ceea ce priveşte montajul de oscilator local cu circuit acordat în grilă (fig. 5.20, *b*) semnificaţia valorilor parametrilor din schemă sînt similare montajului din figura 5.20, *a*.

Puntea de separaţie între circuitul acordat al amplificatorului de foarte înaltă frecvenţă şi circuitul oscilatorului este formată din condensatoarele C_1, C_2, C_c şi C_{gc}, reactanţa condensatorului C_3 fiind un scurtcircuit pentru frecvenţa oscilatorului şi cea a semnalului (fig. 5.22).

D. STABILITATEA DE FRECVENŢĂ A OSCILATORULUI LOCAL

Aşa după cum s-a arătat, alunecarea frecvenţei f_h a oscilatorului local duce la obţinerea unei frecvenţe intermediare diferită de cea exactă, din care cauză se produc distorsiuni liniare şi neliniare în spectrul de modulaţie al semnalului recepţionat, iar în cazul unui dezacord puternic se poate ajunge chiar la suprimarea completă a recepţiei dorite. Problema se rezolvă prin asigurarea unei mari stabilităţi a frecvenţei oscilatorului local. Practic, se cere ca alunecarea frecvenţei f_h faţă de valoarea nominală să nu fie mai mare de 0,1—0,2 din banda de trecere a amplificatorului de *FI*. Pentru a putea realiza la un oscilator local stabilitatea de frecvenţă dorită, este necesar mai întîi să fie cunoscute cauzele care pot provoca instabilitatea unui oscilator, întrucît numai aceste elemente ne pot indica măsurile ce trebuie luate pentru a se obţine performanţele impuse.

Valoarea frecvenţei de oscilaţie fiind dependentă de parametrii L, C ai circuitului oscilant, de cei ai tubului (tranzistorului) oscilator şi indirect de

influenţa etajului schimbător, este evident că pentru asigurarea stabilităţii de frecvenţă trebuie găsite valorile optime şi condiţiile cele mai bune de lucru pentru ca variaţia acestor parametri să nu influenţeze, peste limitele acceptate de norme, stabilitatea frecvenţei oscilatorului local.

În cele ce urmează se vor lua în discuţie cauzele principale care produc instabilitatea frecvenţei oscilatorului local şi măsurile ce se iau pentru înlăturarea lor.

● **Variaţia parametrilor circuitului oscilant.** Datorită schimbării temperaturii, principalii parametri ai pieselor care alcătuiesc circuitul oscilant suferă modificări. Astfel, de exemplu, dilatarea conductoarelor cu care sînt realizate bobinele, sau a armăturilor condensatoarelor modifică inductanţa, respectiv capacitatea şi, deci, frecvenţa de acord. Întrucît, în general, efectul temperaturii este de a mări inductanţa şi capacitatea, soluţia adoptată, de obicei, constă în compensarea acestor creşteri prin utilizarea unor condensatoare ceramice al căror dielectric îşi micşorează constanţa dielectrică cu temperatura. Folosirea condensatoarelor ceramice fixe cu coeficient de temperatură negativ (exemplu $T_{K\varepsilon} = -750 \cdot 10^{-6} \cdot 1/°C$) permite stabilizări termice în limitele a zeci de kiloherţi în gama de *US* şi sute de kiloherţi în gama de *UUS*, pentru variaţii de temperatură cuprinse între —20° şi +50°C.

Stabilitatea de frecvenţă oferită în aceste condiţii este, în general, satisfăcătoare pentru montajele uzuale de radioreceptoare. Bineînţeles că, pentru a micşora variaţia acestor parametri în funcţie de temperatură, trebuie luate măsuri ca circuitele oscilatorului să fie amplasate cît se poate de departe de sursele de căldură din radioreceptor (tuburi electronice, transformator de reţea etc.).

În gama de *UUS*, pentru a se reduce influenţa variaţiilor temperaturii, inductanţele se bobinează prin metalizarea directă pe carcase care au un coeficient de dilatare mic. Totuşi, utilizarea în circuitul oscilant a condensatoarelor cu un coeficient de temperatură negativ rămîne soluţia cea mai întîlnită şi cea mai eficace la astfel de montaje. Din acest punct de vedere, în gama de *UUS* este mai potrivit să se utilizeze acordul circuitului prin bobină variabilă şi nu prin condensator variabil, care are un coeficient de temperatură mai mare decît bobinele.

● **Variaţia parametrilor tranzistorului (tubului electronic) oscilator.** Circuitul oscilant este influenţat direct de capacităţile de intrare şi ieşire ale tranzistorului sau tubului oscilator, în acest fel fiind influenţată indirect şi frecvenţa de oscilaţie. De exemplu, variaţia de temperatură a electrozilor tubului produce o schimbare a distanţei dintre aceştia şi deci variaţia capacităţii de intrare şi ieşire, cea mai mare variaţie prezentînd-o capacitatea de intrare a tubului, adică capacitatea dintre grilă şi masă. Ea este compusă din capacitatea statică, la care se adaugă o componentă dinamică ce depinde de regimul de funcţionare a tubului, care poate suferi modificări din cauza variaţiei tensiunilor de alimentare. Rezultă de aici că dacă circuitul oscilant este conectat între grilă şi masă, stabilitatea frecvenţei este mai redusă decît dacă el este conectat între anod şi masă, capacitatea de ieşire fiind mai puţin influenţată de tensiunile de alimentare.

Pe lîngă aceste influenţe, tranzistorul (tubul) mai contribuie la scăderea stabilităţii de oscilaţie prin armonicile produse şi prin variaţia pantei.

Efectul conţinutului de armonici al curentului de ieşire al oscilatorului local creşte odată cu schimbarea regimului de lucru al acestuia, acesta fiind la rîndu-i determinat de modificarea tensiunilor de alimentare. Reducerea procentului de armonici poate fi obţinută prin realizarea unui circuit acordat cu factor de calitate ridicat, prin utilizarea unui condensator de acord cu reactanţă mai mică decît cea a bobinei de acord, în acest fel realizîndu-se cu mai multă uşurinţă o impedanţă de sarcină de valoare mică pentru armonicile oscilatorului.

Pentru reducerea influenţei tranzistorului (tubului) asupra frecvenţei oscilaţiei locale se utilizează metoda de reducere a cuplajului dintre elementul activ şi circuit, condiţie care implică (avînd în vedere condiţia de oscilaţie) utilizarea unui tranzistor (tub) cu pantă de valoare ridicată.

La oscilatorul local cu tranzistoare instabilitatea de frecvenţă cu variaţiile tensiunii de alimentare, este mai puternică decît în cazul montajelor cu tuburi electronice. Într-adevăr, variaţia frecvenţei oscilatorului este cauzată de modificarea capacităţii colector-bază (C_{cb}), a capacităţii de difuzor (C_d) şi a pantei complexe $\bar{S}$, a cărei valoare este funcţie de variaţiile curentului şi tensiunii de colector, toate fiind determinate nemijlocit de tensiunea de alimentare. Pentru montajele din radioreceptoarele de calitate şi în special pentru oscilatoarele utilizate în gama de *UUS*, se procedează la stabilizarea tensiunii de alimentare care asigură o stabilitate satisfăcătoare a frecvenţei de oscilaţie.

● **Influenţa etajului schimbător de frecvenţă asupra oscilatorului local.** În cazul schimbătorului de frecvenţă autooscilator (cazul tranzistoarelor şi al unor montaje cu tuburi) între electrodul pe care se aplică oscilaţia locală şi masă apare o capacitate, care la variaţia tensiunii de alimentare, sau a tensiunii aplicate prin *RAA*, îşi modifică valoarea. Ea produce o variaţie directă de frecvenţă în cazul oscilatorului cu circuit oscilant la intrare, şi o variaţie indirectă de frecvenţă în cazul oscilatorului cu circuit acordat în circuitul de ieşire.

Pentru înlăturarea deficienţelor semnalate, unor astfel de montaje nu li se aplică reglajul automat al amplificării în gama de *US* şi *UUS*. O altă măsură este trecerea la utilizarea unui tranzistor (tub) oscilator separat. În acest caz, influenţa etajului schimbător de frecvenţă asupra frecvenţei f_h poate fi redusă prin realizarea unui cuplaj slab între oscilatorul local şi etajul schimbător de frecvenţă.

O influenţă supărătoare a schimbătorului de frecvenţă asupra oscilatorului local, constituită de cuplajul cu circuitul de semnal, este tîrîrea frecvenţei oscilatorului, fenomen ce apare în cazul unei frecvenţe intermediare de valoare coborîtă, în special în gama de *UUS*. El constă în aceea că la semnale foarte puternice frecvenţa oscilatorului local tinde să se apropie de frecvenţa semnalului, iar în cazul unui nivel suficient de mare al tensiunii semnalului, ea variază printr-un salt şi devine egală cu frecvenţa semnalului. Este evident că din această cauză recepţia se înrăutăţeşte, sau chiar se întrerupe.

Pentru îmbunătăţirea stabilităţii frecvenţei oscilatorului local din acest punct de vedere, se recurge la schema cu circuit acordat la ieşire şi la creşterea tensiunii oscilaţiei locale. Creşterea acestei tensiuni nu poate fi trecută peste o anumită valoare întrucît aceasta duce la mărirea conţinutului de armonici al semnalului şi la radiaţii parazite, necesitînd deci realizarea unui compromis între aceste două condiţii.

E. STABILITATEA AMPLITUDINII TENSIUNII OSCILATORULUI LOCAL

Oscilatoarele locale din radioreceptoare nu produc oscilații de aceeași amplitudine la diferite frecvențe dintr-o gamă de unde, justificarea constînd în aceea că reacția din oscilator nu este constantă cu frecvența. Din această cauză schimbătorul de frecvență la care se aplică aceste oscilații are panta de conversie diferită de la o frecvență la alta, iar sensibilitatea radioreceptorului are variații în limite largi.

Pentru stabilizarea amplitudinii tensiunii de oscilație, la oscilatoarele cu tranzistoare se utilizează, de obicei, o diodă semiconductoare. În figura 5.23 este prezentată schema de principiu a unui oscilator care utilizează un astfel de dispozitiv.

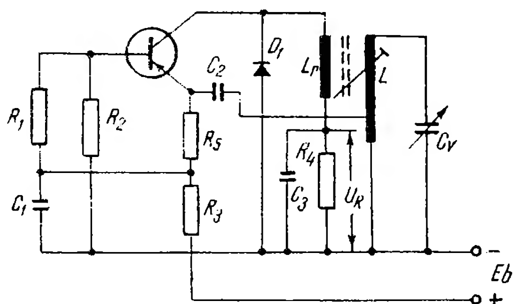


Fig. 5.23. Oscilator cu tranzistor prevăzut cu dispozitiv pentru stabilizarea amplitudinii tensiunii de oscilație.

În paralel pe bobina de reacție L_r este conectată dioda D_1, polarizată în sens invers prin căderea de tensiune U_R de pe rezistența R_4, tensiune produsă de către curentul de colector al tranzistorului oscilator. Condensatorul C_3 servește pentru decuplarea la masă a rezistenței R_4, din punctul de vedere al tensiunii de *RF*. Cînd tensiunea de oscilație tinde să crească, depășind valoarea lui U_R, dioda D_1 se deschide și rezistența ei diferențială limitează această creștere de tensiune. Intrarea în acțiune a diodei D_1 se aranjează pentru nivelul de semnal cel mai potrivit, prin dimensionarea corespunzătoare a rezistenței R_4.

O importanță deosebită în ceea ce privește stabilitatea amplitudinii tensiunii oscilatorului local o prezintă variația tensiunii de alimentare. Efectul acesta se reduce la minimum prin utilizarea unui grad de reacție convenabil ales, și prin folosirea unor circuite cu un factor de calitate ridicat. În radioreceptoarele de calitate, pentru a reduce și mai mult influența variațiilor tensiunii de alimentare, se recurge la montajele de stabilizare a acestei tensiuni.

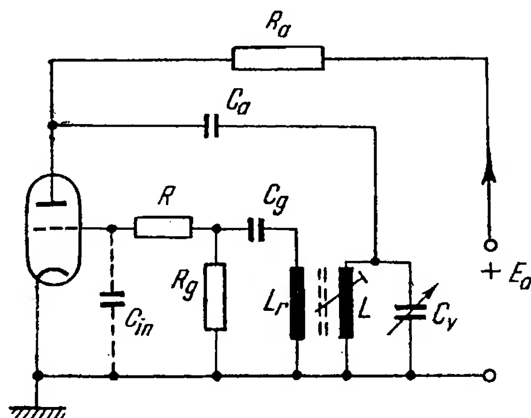


Fig. 5.24. Oscilator cu tub electronic prevăzut cu dispozitiv pentru stabilizarea amplitudinii tensiunii de oscilație.

Pentru stabilizarea amplitudinii la oscilatoarele cu tuburi se folosește o soluție simplă și eficace, care constă în introducerea unei rezistențe *R* (fig. 5.24)

în serie cu circuitul de grilă al tubului oscilator. Această rezistență, împreună cu capacitatea de intrare, C_{in}, alcătuiește un filtru care atenuează frecvențele înalte, combătînd tendința de creștere a amplitudinii la aceste frecvențe.

Pentru gama de *US* rezistența *R* are valori cuprinse între cîteva zeci de ohmi și cîteva sute de ohmi, iar pentru gamele de *UL* și *UM*, de ordinul miilor de ohmi. Deoarece amplitudinea tensiunii oscilatorului local variază cel mai mult în gama de *US*, se alege pentru *R* valoarea de 200—300 ohmi, astfel încît eficacitatea dispozitivului să se manifeste în această gamă, neglijîndu-se eficiența pentru gamele de *UM* și *UL*, unde scăderea amplitudinii apare de mai mică importanță. Dacă circuitul oscilant este conectat în circuitul anodic, efectul de stabilizare a amplitudinii tensiunii oscilatorului cu ajutorul rezistenței *R* este mai redus decît în cazul în care circuitul oscilant este conectat în circuitul de grilă. Aceasta se explică prin faptul că valoarea rezistenței reflectate din circuitul de grilă, în serie cu circuitul oscilant, prin inductanța de reacție L_r, este mică și deci variația factorului de calitate al acestui circuit cu frecvența este minimă. La astfel de montaje, pentru a se asigura circuitului oscilant din anod un efect de amortizare crescător cu frecvența, se realizează o alimentare a anodului printr-o rezistență R_a (fig. 5.24), a cărei valoare este cuprinsă între 20 și 50 kΩ.

F. INFLUENȚA PERFORMANȚELOR PIESELOR COMPONENTE ALE ETAJULUI ASUPRA PERFORMANȚELOR RADIORECEPTOARELOR

1. VERIFICAREA OSCILATORULUI LOCAL

Oscilatorul local necesită verificări de tipul celor prezentate în capitolul 4, D, subpunctele a, b. În ce privește tensiunea de alimentare a anodului tubului electronic, acesta se poate verifica fie cu oscilatorul în funcțiune (tensiunea măsurată de valoare mai mare), fie blocînd oscilatorul local prin conectarea unui condensator de 50 nF între grilă și masă (scurtcircuitarea căii de reacție) sau între anod și masă cînd se măsoară tensiune de valoare mică. Fenomenul se explică prin aceea că negativarea tubului scade odată cu încetarea oscilațiilor.

La aceasta se adaugă verificarea regimului de oscilație care constă în următoarele :

— controlul funcționării oscilatorului ;

— măsurarea frecvenței oscilațiilor de observarea formei de undă ;

— măsurarea amplitudinii oscilațiilor pe toate gamele de undă și în interiorul gamelor ;

— măsurarea alunecării de frecvență.

a. Controlul funcționării oscilatorului

Acesta se poate face cu metode relativ simple. Astfel odată cu verificarea regimului de alimentare a tuburilor sau tranzistoarelor și cu același instrument, se verifică și funcționarea oscilatorului. Pentru aceasta, între

grilă și masă se conectează voltmetrul de c.c. cu polaritate plus către grilă și poziționat pe scara maximă. Dacă oscilatorul funcționează, acul instrumentului bate invers.

O verificare similară se poate face măsurînd tensiunea denegativare cu voltmetre de c.c. conectat între aceleași puncte, însă schimbînd polaritatea bornelor. Această verificare dă o imagine și asupra mărimii amplitudinii oscilațiilor în interiorul gamei și pe fiecare gamă. Amplitudinea oscilațiilor în interiorul gamei trebuie să fie cît mai uniformă. Tensiunile măsurate sînt cuprinse între 2 și 12 V. Valorile mai mici corespund gamei *US* și valorile mai mari pe gamele *UM* și *UL*. Dacă se blochează calea de reacție, tensiunea de negativare scade.

O altă metodă de verificare a oscilatoarelor echipate cu tuburi electronice constă în măsurarea curentului de grilă. Pentru aceasta se deconectează rezistența R_g (fig. 5.16, 5.17, 5.18, 5.19, 5.20) de la masă și se inseriază un miliampermetru de c.c. cu scara de 0,5—1 mA. Se recomandă ca înfășurarea instrumentului să fie șuntată de un condensator de 3—5 nF, pentru preîntîmpinarea oscilațiilor parazite. Dacă instrumentul de măsurare indică o valoare de 100—500 μA (mai mare pe *UM* și *UL* și mai mică pe *US*), înseamnă că oscilatorul funcționează. Pentru *UUS* valoarea curentului este cuprinsă între 5 și 15 μA. Odată cu blocarea căii de reacție (scoaterea oscilatorului din funcțiune), se constată o scădere a curentului de grilă.

Montajele cu rezistență de negativare conectată la catod pot fi controlate cu ajutorul unui voltmetru de c.c. conectat la bornele acestei rezistențe. Dacă se constată abateri de tensiune cu și fără blocarea căii de reacție, înseamnă că oscilatorul funcționează. La radioreceptoarele cu tranzistoare, funcționarea oscilatorului local (fig. 5.4, 5.5, 5.7, 5.9) se constată după abaterile de tensiune înregistrate de un voltmetru de c.c. conectat la bornele rezistenței R_3, respectiv R_4, în timp ce se blochează sau nu calea de reacție. Blocarea constă în șuntarea cu un condensator de 50—100 nF a înfășurării L_r.

Dacă în această situație tensiunea măsurată scade cu 15—25% față de tensiunea măsurată anterior, înseamnă că oscilatorul funcționează.

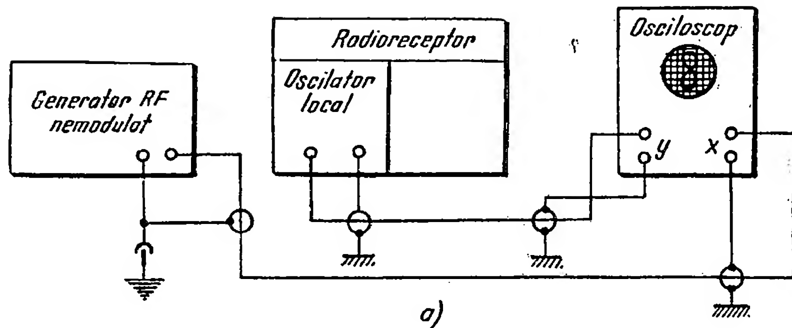
b. Frecvența oscilațiilor

Aceasta se măsoară direct cu ajutorul frecvențmetrului conectat între masă și unul din punctele calde ale oscilatorului sau cu metode de comparație. În mod curent se folosește metoda figurilor Lissajoux. Operativitatea metodei rezidă din faptul că interpretarea figurilor obținute pe ecranul osciloscopului se face concomitent cu reglarea frecvenței generatorului etalon. Forma geometrică a figurilor depinde de raportul frecvențelor, unghiul de fază și amplitudinea celor două tensiuni.

Pentru măsurare se reglează frecvența și amplitudinea semnalului de la ieșirea generatorului, pînă se obține pe ecran o figură ușor de interpretat.

În figura 5.25, *a* se dă schema de măsurare a frecvenței oscilatorului local, iar în figura 5.25, *b* forma Lissajoux.

Osciloscopul trebuie astfel conectat încît să influențeze în cel mai mic grad funcționarea oscilatorului local. Pentru aceasta, semnalul de măsurat se culege de pe unul din punctele calde ale înfășurării de reacție (se evită conectarea la circuitul oscilant). Semnalul de măsurat se extrage cu ajutorul



Raportul frecvenţelor	Unghiul de fază				
	0°	45°	90°	135°	180°
$\frac{f_y}{f_x} = 1$					
$\frac{f_y}{f_x} = \frac{1}{2}$					
$\frac{f_y}{f_x} = \frac{1}{3}$					

b)

Fig. 5.25. Măsurarea frecvenţei oscilatorului local cu metoda figurilor Lissajoux : schema de montaj; b — figurile corespunzătoare diferitelor rapoarte dintre frecvenţa oscilatorului local şi frecvenţa generatorului de semnale standard.

unei bobine alcătuite din 2—3 spire cu dimensiunile date în figura 5.26. Bobina se ataşează la circuitul de intrare al osciloscopului.

În timpul măsurării, bucla se apropie de bobina oscilatorului din gama pe care este poziţionat radioreceptorul (dacă bobinele respective nu sînt ecranate), pînă la o distanţă ce nu influenţează regimul de oscilaţie. Cu acelaşi osciloscop se verifică şi forma de undă a oscilaţiilor, menţinînd

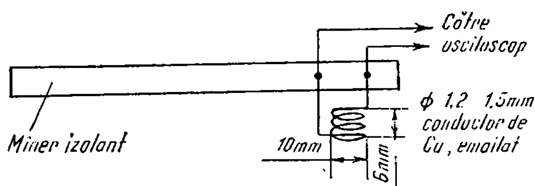


Fig. 5.26. Buclă de cuplaj mutual pentru extragerea semnalului de măsurat din receptor.

de această dată baza de timp a osciloscopului. Se sincronizează frecvenţa de baleiaj pînă se obţine o undă stabilă pe ecran. Dacă forma semnalului este o sinusoidă bine conturată, atunci regimul de oscilaţie este corect. În caz contrar regimul de oscilaţie este forţat.

c. Verificarea amplitudinii oscilaţiei

Aceasta se face cu ajutorul unui voltmetru electronic de c.a. cu impedanţă de intrare foarte mare, conectat la ieşirea oscilatorului local.

Funcţionarea corectă a etajului schimbător de frecvenţă este nemijlocit legată de amplitudinea semnalului dat de oscilatorul local. Există o valoare optimă a acesteia din urmă pentru care sensibilitatea este maximă (fig. 4.7). Modificarea amplitudinii oscilaţiilor în interiorul gamei are efecte negative asupra performanţelor radioreceptorului.

Astfel, variaţiile de amplitudine ale semnalului în funcţie de frecvenţă duc la creşterea procentului de armonice, la blocaje în funcţionarea oscilatorului şi la distorsiuni de intermodulaţie. Aceste fenomene se manifestă prin întreruperea audiţiei, fluierături de interferenţă, sensibilitate diferită în cadrul unei game, modulaţie cu brum etc.

d. Alunecarea de frecvenţă a oscilatorului local

Aceasta se constată subiectiv prin dezacordarea radioreceptorului în timp (micşorarea treptată a sensibilităţii, eventual ieşirea completă de pe post) şi obiectiv, prin diferenţa dintre frecvenţa iniţială de acord şi frecvenţa măsurată după un interval de timp dat.

2. INFLUENŢA PERFORMANŢELOR PIESELOR ASUPRA FUNCŢIONĂRII OSCILATORULUI LOCAL

a. Oscilatoare cu tranzistoare pentru UL, UM, US

C_1 (fig. 5.4, *a*) este condensatorul de cuplaj a bobinei de reacţie L_r şi de blocare a tensiunii continue de polarizare a bazei tranzistorului. Acest condensator are şi rolul de stabilizare a amplitudinii oscilaţiilor, asigurînd astfel o funcţionare a montajului în clasă *B*. O valoare mai mică a acestuia atenuează curenţii de *RF*, iar o valoare mai mare măreşte constanta de timp şi respectiv clasa de funcţionare.

$L - C_v$ formează circuitul rezonant conectat la colector prin intermediul unei prize care asigură adaptarea de impedanţe între generator şi sarcină precum şi o amortizare mai mică a circuitului rezonant. Modificarea prizei, respectiv a bobinei L_1 modifică adaptarea precum şi amortizarea circuitului.

R_1, R_2, R_3, R_4, C_2, C_3 au semnificaţia prezentată în cap. 4, acestea îndeplinînd rolul de polarizare, stabilizare cu temperatura şi de filtrare a tensiunii de alimentare.

R_1 din figura 5.4, *c* are rolul de stabilizare a amplitudinii de oscilaţie. În acelaşi timp asigură polarizarea bazei prin intermediul divizorului rezistiv R_2, R_3.

R_4 (fig. 5.4, *c*), R_3 (fig. 5.5) au acelaşi rol cu R_E din figura 4.4. şi 4.5.

R_4 şi C_3 (fig. 5.4, *a*) au rol identic cu R_1, C_3 din figura 4.4.

C_3 (fig. 5.4, *c*) şi C_2 (fig. 5.5) au acelaşi rol cu C_E din figurile 4.4 şi 4.5.

C_1, C_2 (fig. 5.7) fac parte din circuitul rezonant şi în acelaşi timp alcătuiesc un divizor capacitiv pentru dozarea tensiunii de reacţie. Modificarea acestor capacităţi influenţează frecvenţa de rezonanţă şi condiţia de amorsare a oscilaţiilor.

b. Oscilatoare cu tranzistoare pentru UUS

Analiza se referă la schema dată în figura 5.11.

C_2, C_3 au aceeaşi semnificaţie şi rol cu C_3, C_5 din figura 4.9.

C_v, L_2, C_1, C_r, L_1, C_4, L_3 au aceeaşi semnificaţie şi rol cu C_{v2}, L_3, C_2, C_r, L_2, C_7, L_4 din figura 4.9.

R_1, R_2, R_3 au acelaşi rol şi semnificaţie cu R_{B1}, R_{B2}, R_1, R_2, R_6, R_7, din figurile 4.4, 4.5, 4.8.

c. Oscilatoare cu tuburi electronice pentru UL, UM şi US

R_g (fig. 5.16, 5.17, 5.18, 5.19, 5.20, 5.24) de valoare 30—100 kΩ este rezistenţa de negativare a grilei oscilatorului local. O valoare mai mare, deşi este indicată pentru o mai bună stabilitate a frecvenţei, poate duce totuşi la oscilaţii parazite de blocare. Frecvenţe acestor oscilaţii depinde de constanta de timp a grupului R_g, C_g. Ca mod de manifestare, în difuzor se produc pocnituri ritmice sau un fluierat continuu, în special la capătul superior al gamelor şi cu precădere pe *US*. Efectul minim are loc pe *UL*. O valoare mai mică măreşte mult amortizarea circuitului rezonant, putînd duce la întreruperea oscilaţiilor. Pe de altă parte, regimul neliniar al tubului favorizează prezenţa armonicelor la ieşirea oscilatorului local.

C_g (40—100 pF) este condensatorul de cuplare a grilei tubului oscilator cu înfăşurarea de reacţie respectiv cu circuitul rezonant (fig. 5.17) şi de separare galvanică a tensiunii de negativare. O valoare mai mare modifică constanta de timp R_g, C_g şi favorizează apariţia oscilaţiilor parazite de blocare, în timp ce o valoare mai mică micşorează amplitudinea oscilaţiilor locale pe diferite game şi în interiorul gamei.

C_a (150—600 pF) este condensatorul de cuplare a anodului la circuitele de acord şi de separare galvanică a tubului oscilator de acestea. O valoare mai mare este însoţită de inductanţe şi capacităţi parazite mai mari, ceea ce are ca efect apariţia oscilaţiilor parazite pe o frecvenţă mai înaltă decît frecvenţa de lucru. O valoare mai mică se manifestă prin micşorarea amplitudinii oscilaţiei locale în gamele *UM* şi *UL*.

R_a are acelaşi rol şi semnificaţie cu R_a din schemele 4.12 şi 4.13.

L_r (0,6—30 μH) este bobina de reacţie a oscilatorului local. Aceasta este cuplată inductiv cu L, respectiv cu L_a sau L_g din circuitul rezonant. O cuplare mai strînsă dintre acestea modifică regimul de funcţionare al oscilatorului (regim forţat) şi se manifestă prin prezenţa armonicelor, respectiv prin distorsionarea formei de undă. Pe gama *US* o valoare prea

mare pentru L_r are ca efect modificarea frecvenţei oscilatorului local pe o frecvenţă apropiată de frecvenţa de lucru. Fenomenul se explică prin aceea că inductanţa L_r împreună cu capacităţile parazite alcătuiesc un circuit acordat a cărui frecvenţă de rezonanţă se apropie de frecvenţa oscilatorului local către capătul superior al gamei. Astfel de oscilaţii pot fi uşor recunoscute deoarece pe o plaje mare a scării se recepţionează un singur post.

L, L_a, L_g (1,3—560 μH) sînt bobinele circuitului rezonant al oscilatorului. Miezul bobinelor este reglabil şi permite alinierea la capătul inferior sau la mijlocul gamei şi totodată reglarea inducţiei mutuale dintre înfăşurări.

C_v este o secţiune a condensatorului variabil necesar modificării frecvenţei oscilatorului local. Capacitatea minimă este de 10 pF, iar capacitatea maximă cuprinsă între 320 şi 520 pF. Abaterile de la aceste valori afectează limitele gamelor.

R (fig. 5.24) este rezistenţa de amortizare sau de prevenire a oscilaţiilor parazite de blocare cu o valoare cuprinsă între 40 şi 300 Ω.

R îndeplineşte şi rolul de stabilizare a amplitudinii oscilaţiei locale. O valoare mai mare face să scadă tensiunea aplicată pe grila tubului oscilator către frecvenţe superioare din gama datorită divizorului de tensiune format din rezistenţa R şi capacitatea parazită de intrare (C_{in}) şi ca urmare efectul de stabilizare a amplitudinii oscilaţiei locale se înrăutăţeşte.

O valoare mai mică înrăutăţeşte efectul de stabilizare a amplitudinii şi favorizează apariţia oscilaţiilor parazite (numite şi de blocare), în special pe *US*.

d. Oscilatoare cu tuburi electronice pentru UUS

Analiza se referă la schema dată în figurile 5.20, *b* şi 5.22. R_a şi C_3 au acelaşi rol şi semnificaţie cu R_2 şi C_2 din figura 4.15.

C_1, C_2, C_c (fig. 5.22) au acelaşi rol şi semnificaţie cu C_2, C_3, C_4 din figura 4.15.

R_g similar cu R_g (fig. 4.15).

C_r similar cu C_c (fig. 4.15).

C_4 este condensatorul de acord a filtrului de *FI* şi în acelaşi timp împreună cu C_r realizează un divizor capacitiv necesar unui cuplaj optim al circuitului rezonant cu tubul electronic.

Capitolul 6
AMPLIFICATORUL DE FRECVENŢĂ INTERMEDIARĂ

A. GENERALITĂŢI

Amplificatorul de frecvenţă intermediară are rolul de a asigura într-un radioreceptor amplificarea tensiunii utile ce se obţine de la ieşirea etajului schimbător de frecvenţă, pînă la un nivel care permite o demodulare, cu distorsiuni minime, asigurînd totodată fidelitatea şi selectivitatea radioreceptorului faţă de canalele adiacente.

Amplificatorul de frecvenţă intermediară (*AFI*) reprezintă deci unul dintre blocurile funcţionale cele mai importante ale radioreceptorului superheterodină, întrucît de funcţionarea sa depind în fond calităţile fundamentale ale acestuia.

Ca tipuri reprezentative se menţionează *AFI—MA* pentru radioreceptoarele cu modulaţie de amplitudine (*MA*) şi *AFI—MF* pentru radioreceptoarele cu modulaţie de frecvenţă (*MF*). În radioreceptoarele de radiodifuziune *MA—MF* amplificatorul *FI* este comun pentru semnalele *MA—MF*.

Un etaj amplificator de *FI* funcţionează pe o frecvenţă fixă numită frecvenţă intermediară (care rezultă în urma schimbării de frecvenţă) şi este compus în esenţă dintr-un tranzistor (tub electronic) şi o impedanţă de sarcină constituită din circuite selective (acordate pe frecvenţa intermediară), fie circuite rezonante simple, fie circuite cuplate, care asigură un caracter selectiv acestui amplificator. Frecvenţa intermediară este cuprinsă între 450 şi 480 kHz, pentru recepţia semnalelor cu modulaţie de amplitudine (*MA*) şi de 8,4 MHz sau 10,7 MHz, pentru recepţia semnalelor cu modulaţie de frecvenţă (*MF*).

Numărul de etaje de amplificare din blocul de *FI* cu tranzistoare, atît pentru *MA* cît şi pentru *MF*, este totdeauna cel puţin cu un etaj mai mare decît la blocul de *FI* cu tuburi electronice, consideraţia fiind făcută pentru amplificări totale aproximativ egale. Aceasta se datoreşte faptului că amplificarea etajelor cu tranzistoare este mai mică decît cea a etajelor cu tuburi electronice, din cauza amortizărilor mult mai puternice introduse asupra circuitelor oscilante de către rezistenţele de intrare şi ieşire mici ale tranzistoarelor. De asemenea un bloc amplificator de *FI—MF*, indiferent elementul activ utilizat, conţine totdeauna în plus cel puţin un etaj amplificator, faţă de blocul *FI—MA*, acesta în condiţiile că se consideră amplificări totale aproximativ egale pe ambele canale. Justificarea constă în aceea că amplificarea fiecărui etaj de *FI—MF* este mai mică decît cea a unui etaj de *FI—MA*, din cauza frecvenţei de lucru şi a benzii de trecere în *MF*, cu mult mai mare decît în *MA*.

Avînd în vedere funcţia importantă pe care o îndeplineşte într-un radioreceptor un amplificator de frecvenţă intermediară, este necesar ca acesta să îndeplinească o serie de condiţii tehnice :

Amplificarea să fie cît mai mare. La amplificatoarele cu tuburi electronice aceasta se poate obţine prin folosirea unor pentode de înaltă frecvenţă, cu o pantă de valoare ridicată (2—9 mA/V) şi a unor circuite de sarcină care să aibă o impedanţă de transfer cît mai mare. Spre deosebire de acestea, amplificatoarele de frecvenţă intermediară cu tranzistoare au rezistenţa de sarcină de valori relativ reduse din cauză că apare o amortizare puternică a circuitelor acordate de către rezistenţele de intrare şi ieşire mici ale tranzistorului. Totuşi amplificarea acestor etaje de *FI* este oarecum compensată, întrucît panta tranzistoarelor este cu mult mai mare decît aceea a tuburilor electronice ($S > 30$ mA/V).

Avînd în vedere impedanţele relativ reduse ale tranzistorului şi că deci la radioreceptoarele cu tranzistoare este necesar să se realizeze şi o amplificare de putere, se impun condiţii de adaptare a impedanţelor tranzistoarelor la circuite şi de adaptare între etaje. Ca valoare orientativă este de menţionat că amplificarea medie obţinută în frecvenţă intermediară cu astfel de etaje este aproximativ de 60—80 dB.

Amplificarea să fie reglabilă în funcţie de semnalul aplicat. Pentru a se putea obţine la ieşirea radioreceptorului practic un nivel constant al audiţiei, în condiţiile în care, din diferite motive, nivelul semnalului la intrare variază în limite largi, este necesar ca amplificatorul de *FI* să aibă o amplificare variabilă, care să scadă cînd nivelul semnalului la intrare creşte şi să devină mai mare atunci cînd nivelul semnalului la intrare scade. Aceasta se realizează prin variaţia polarizării grilei de comandă a tubului electronic, sau a bazei tranzistorului amplificator de *FI*. Tubul (tranzistorul) trebuie să aibă o caracteristică cu pantă variabilă, astfel încît la variaţia corespunzătoare a polarizării electrodului de comandă, panta să se modifice şi ca rezultat să se modifice şi amplificarea.

Etajele de *FI* moderne permit reducerea amplificării cu 30—40 dB, fără a se produce distorsiuni însemnate ale semnalului recepţionat.

Selectivitatea să aibă o valoare cît mai ridicată, în condiţiile obţinerii unei benzi de trecere satisfăcătoare. Aprecierea caracteristicii de selectivitate (fig. 6.1, *a*) se face, în majoritatea cazurilor, prin stabilirea lărgimii benzii de trecere în interiorul căreia amplificarea nu trebuie să aibă variaţii

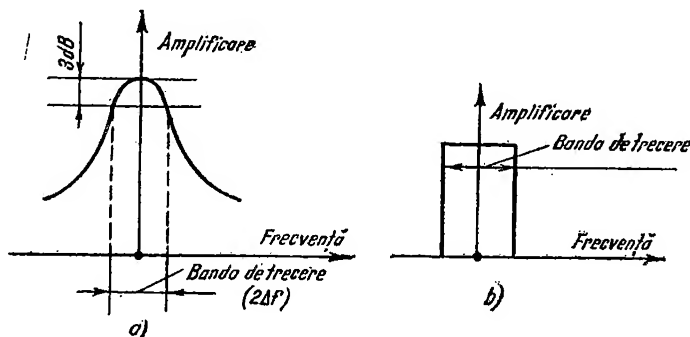


Fig. 6.1. Caracteristica de fidelitate a unui amplificator de *FI* :
a — caracteristica reală ; *b* — caracteristica ideală.

mai mari de 3 dB şi prin determinarea reducerii amplificării în afara benzii de trecere, apreciată la $\pm$ 9 kHz, pentru amplificatoarele *FI—MA* şi la $\pm$ 300 kHz, pentru amplificatoarele *FI—MF*. De exemplu, selectivitatea la $\pm$ 9 kHz a unui amplificator *FI—MA*, cu circuit simplu acordat, este cuprinsă între 4 şi 9 dB, iar pentru un filtru de bandă, format din două circuite acordate, poate fi de 9—16 dB, banda de trecere fiind cuprinsă între 4 şi 9 kHz.

Pentru un amplificator *FI—MF*, selectivitatea la $\pm$ 300 kHz este cuprinsă între 8 şi 12 dB, iar banda de trecere este de circa 300 kHz.

Pentru a face posibilă recepţia diferitelor staţii de emisie, în condiţii optime, este necesar ca selectivitatea radioreceptorului să poată fi modificată după dorinţă : la recepţia unei staţii depărtate, care produce un cîmp redus la locul de recepţie, este nevoie de o selectivitate foarte bună, pentru a înlătura zgomotele şi interferenţele. În această situaţie se renunţă la fidelitate, reducîndu-se banda de trecere. În cazul recepţiei staţiilor de emisiune apropiate, puternice, care dau un cîmp important la locul de recepţie, zgomotele şi interferenţele sînt reduse faţă de semnalul util, şi pentru îmbunătăţirea calităţii audiţiei se măreşte banda de trecere, îmbunătăţindu-se astfel fidelitatea. Realizarea unei selectivităţi variabile, fie manual, fie automat este relativ uşoară, aceasta datorită faptului că circuitele de *FI* sînt acordate pe o frecvenţă fixă.

Concluzie. Cerinţele de bandă şi selectivitate impun necesitatea de a se obţine o anumită caracteristică de frecvenţă (curbă de selectivitate), care să permită trecerea fără distorsiuni a semnalului util şi care să atenueze semnalele perturbătoare, caracteristică ce permite aprecierea performanţelor unui amplificator de *FI*. Forma ideală a unei astfel de caracteristici de frecvenţă este cea a unui dreptunghi (fig. 6.1, *b*).

Distorsiunile să fie cît mai mici. Din punctul de vedere al distorsiunilor de frecvenţă interesează în primul rînd banda de trecere la 3 dB a filtrului de *FI*, care practic reprezintă banda de trecere a radioreceptorului. Curba de răspuns a amplificatorului de *FI* trebuie să depindă cît mai puţin de variaţiile polarizărilor de la tranzistoare (tuburi) produse, în special, de acţiunea reglajului automat al amplificării (*RAA*).

Distorsiunile neliniare apar la semnalele cu *MA* datorită neliniarităţii caracteristicilor tranzistorului (tubului electronic) amplificator şi constau în aceea că înfăşurătoarea semnalului de *FI* de la ieşirea etajului amplificator conţine, pe lîngă componentele de audio frecvenţă (*AF*) transmise de la staţia de emisie, şi o serie de armonici care sînt componente de *AF* străine semnalului util recepţionat. Prin demodulare se vor separa, în aceste condiţii, din înfăşurătoare toate componentele de *AF* existente, deci şi cele nedorite. Soluţia constă în alegerea unui punct de funcţionare al amplificatorului de *FI*, astfel ca zona în care semnalul modulat este amplificat să fie practic liniară.

Stabilitatea faţă de autooscilaţie. Datorită faptului că atît circuitul de intrare, cît şi cel de ieşire sînt acordate pe aceeaşi frecvenţă, şi datorită reacţiei parazite între ieşire şi intrare, un etaj amplificator de *FI* poate intra în oscilaţie sau poate manifesta numai tendinţa de intrare în oscilaţie.

Dacă la montajele cu tuburi electronice alegerea unui tub amplificator cu capacitate redusă între anod şi grilă de comandă şi realizarea unei amplificări potrivite rezolvă problema, la etajele amplificatoare cu tranzis-

toare, în multe cazuri apare necesitatea compensării reacţiei interne a tranzistorului, reacţie care se manifestă prin influenţa ieşirii asupra intrării. Realizarea unei scheme electrice adecvate, care să neutralizeze impedanţa de reacţie, permite obţinerea unui amplificator stabil, cu o funcţionare a montajului la performanţele dorite.

B. AMPLIFICATORUL DE FRECVENŢĂ INTERMEDIARĂ CU TRANZISTOARE

Tipurile de etaje amplificatoare de *FI* utilizate în radioreceptoare sînt determinate după felul circuitului de sarcină utilizat, alegerea unui tip sau a altuia de circuit acordat făcîndu-se din considerente de selectivitate şi bandă de trecere.

În general, se utilizează următoarele tipuri de etaje amplificatoare de *FI*

— amplificator cu un circuit acordat (circuit singular);
— amplificator cu filtru de bandă cu două circuite oscilante acordate;
— amplificator cu filtru multiplu.

Pentru realizarea unui etaj amplificator *FI*, cu un cîştig ridicat, este necesar ca, din motivele menţionate mai sus, între etaje să se realizeze adaptarea. Dispersia mare a parametrilor şi variaţia în timp a rezistenţelor şi capacităţilor de intrare şi ieşire ale tranzistoarelor, constituie particularităţi de care trebuie ţinut seama la proiectarea şi realizarea unor astfel de scheme. De asemenea, avînd în vedere reacţia internă prin tranzistor, care reduce stabilitatea funcţionării, se impune ca, uneori, la etajul amplificator *FI* să se introducă un circuit de neutrodinare, care să compenseze această reacţie.

Din punctul de vedere al numărului de etaje amplificatorul *FI—MA* conţine în medie două etaje, iar cel de *FI —MF*, trei etaje.

În ceea ce priveşte tipurile de tranzistoare, în amplificatoarele *FI — MA* se utilizează fie tranzistoare cu joncţiuni aliate de înaltă frecvenţă, cu $f_\alpha = 3 \ldots 15$ MHz, la care se realizează neutrodinarea, fie tranzistoare drift la care practic neutrodinarea nu mai este necesară, în ambele cazuri considerîndu-se montaje în schema *EC*.

În amplificatoarele *FI — MF* se utilizează tranzistoare drift fie în schemă *EC* (cu neutrodinare), fie în schemă *BC* (fără neutrodinare). În cazul folosirii tranzistoarelor cu construcţie planară se realizează scheme *EC*, fără neutrodinare.

În amplificatoarele combinate *FI—MA—MF* din radioreceptoarele moderne se folosesc tranzistoare cu construcţie planară, care permit realizarea de scheme *EC* fără neutrodinare, atît pentru *MA*, cît şi pentru *MF*, prin aceasta realizîndu-se o simplificare importantă a radioreceptorului, din punct de vedere constructiv.

1. AMPLIFICATORUL DE FRECVENŢĂ INTERMEDIARĂ CU CIRCUIT SINGULAR

În figura 6.2, *a* este prezentată schema de principiu a unui etaj amplificator de *FI*, cu circuit singular, în montaj cu emitorul comun. Divizorul rezistiv R_1, R_2 este utilizat pentru polarizarea bazei, iar condensatorul C_1, pentru decuplarea la masă a rezistenţei R_1, pentru ca în acest fel semnalul captat de la etajul anterior de către bobina L_2 să fie integral aplicat la baza tranzistorului amplificator T_1. Emitorul este conectat la masă pentru curenţii de *FI*, prin capacitatea C_E, iar rezistenţa R_E stabilizează termic func-

ționarea tranzistorului. Rezistența R_d servește pentru polarizarea, la valoarea dorită, a colectorului, fiind decuplată la masă prin condensatorul C_d. Grupul R_dC_d este utilizat totodată și cu filtru de separație între etaje.

De reținut că la un amplificator de *FI* echipat cu tranzistoare se produce o amortizare apreciabilă a circuitului acordat de către rezistența de ieșire a tranzistorului amplificator și de către rezistența de intrare a

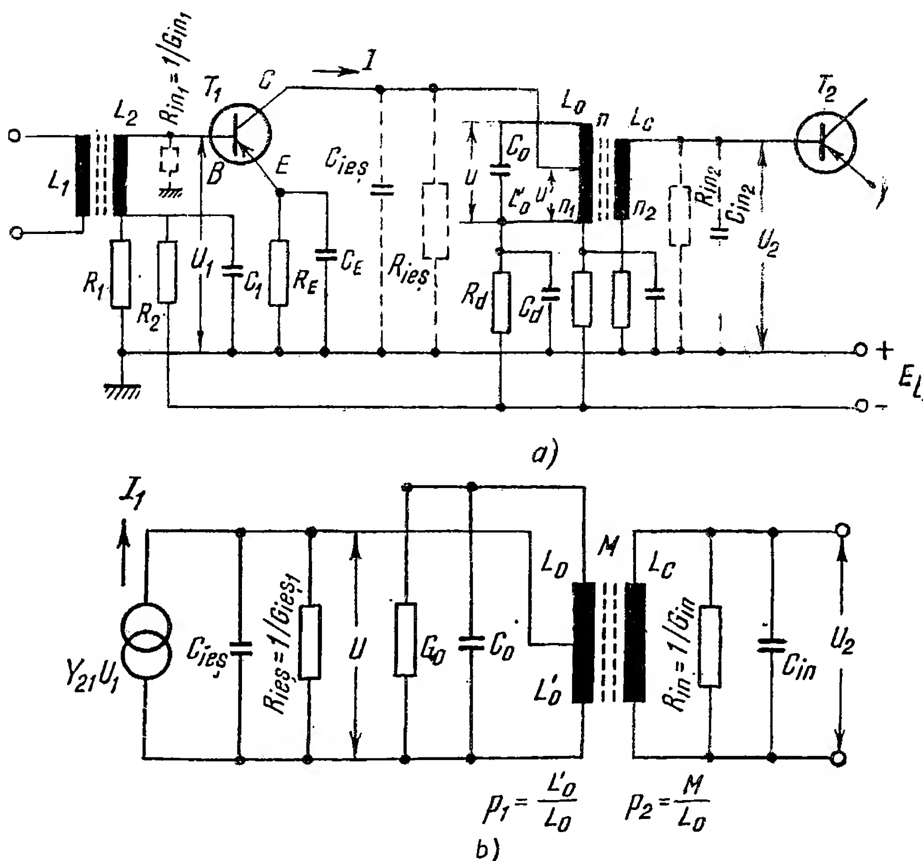


Fig. 6.2. Etaj amplificator de *FI* cu circuit singular:
a — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

tranzistorului următor. Din această cauză în montajul din figura 6.2 colectorul este conectat la o priză a circuitului acordat, urmărindu-se totodată și o adaptare a impedanței tranzistorului la circuitul de sarcină, în acest fel asigurîndu-se și un transfer maxim de putere, deci realizarea unei amplificări maxime. Circuitul acordat pe frecvența intermediară f_i este format de bobina L_0 și condensatorul C_0, în paralel cu capacitatea de ieșire $C_{ies\,1}$ a tranzistorului T_1 și amortizat de rezistența de ieșire $R_{ies\,1}$ a aceluiași tranzistor. Generatorul de curent $Y_{21}U_1$, împreună cu $R_{ies\,1}$ și $C_{ies\,1}$ înlocuiesc circuitul de colector al tranzistorului T_1 (fig. 6.2, *b*). Bobina de cuplaj L_c reprezintă secundarul transformatorului de *FI*. Capacitatea de intrare $C_{in\,2}$ și rezistența de intrare $R_{in\,2}$ a transformatorului T_2, reflectă în înfășu-

rarea primară o capacitate C'_{in2}, care se adaugă capacității de acord a bobinei L_0 și o rezistență R'_{in2}, care produce o amortizare suplimentară circuitului acordat.

Amplificarea de tensiune la rezonanța A_0 a etajului amplificator de frecvență intermediară cu tranzistor, utilizînd un singur circuit acordat (fig. 6.2, *b*), considerată între intrarea tranzistorului amplificator și intrarea etajului următor este :

$$A_{0u} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U} \cdot \frac{U}{U_1} = p_2 \frac{U}{U_1}. \tag{6.1}$$

Transferînd toate elementele din figura 6.2, *a* la bornele circuitului oscilant L_0C_0, rezultă că

$$U = \frac{I'_1}{G_t}, \tag{6.2}$$

unde :

$$I'_1 = p_1 I_1 = p_1 \mid y_{21} \mid U_1 \tag{6.3}$$

iar G_t are următoarea expresie :

$$G_t = \frac{1}{R_t} = G_0 + G'_{ieș1} + G'_{in2}; \tag{6.4}$$

în care G_0 este conductanța la rezonanță a circuitului $L_0C'_0$ iar :

$$C'_0 = C_0 + p_1^2 \cdot C_{ieș1} + p_2^2 C_{in\,2}, \tag{6.5}$$

$$G'_{ieș1} = p_1^2 G_{ieș1}, \tag{6.6}$$

$$G'_{in2} = p_2^2 G_{in2}, \tag{6.7}$$

unde :

$$G_{ieș1} = \frac{1}{R_{ieș1}} \quad \text{și} \quad G_{in2} = \frac{1}{R_{in2}}. \tag{6.8}$$

Ținînd seamă de relațiile de mai sus, se obține pentru tensiunea U valoarea :

$$U = p_1 \frac{\mid y_{21} \mid \cdot U_1}{G_t} \tag{6.9}$$

sau :

$$A'_{0u} = \frac{U}{U_1} = p_1 \frac{\mid y_{21} \mid}{G_t}, \tag{6.10}$$

unde A'_{0u} reprezintă amplificarea de tensiune a etajului, considerată între intrarea și ieșirea tranzistorului amplificator.

În aceste condiții expresia amplificării A_{0u} ia următoarea formă :

$$A_{0u} = p_2 \cdot p_1 \cdot \frac{\mid y_{21} \mid}{G_0 + p_1^2\, G_{ieș1} + p_2^2 G_{in2}} = p_1 p_2 |y_{21}|\, R_t. \tag{6.11}$$

La amplificatoarele cu tranzistoare este luată în considerație și amplificarea de putere, care este elementul ce caracterizează gradul de adaptare între tranzistor și sarcină. Amplificarea de putere A_p este definită ca rapor-

tul dintre puterea P_2 care apare pe conductanța de intrare G_{in2} a tranzistorului T_2 (fig. 6.2, *a*) și puterea P_1 aplicată pe conductanța de intrare G_{in1} din circuitul bazei tranzistorului amplificator T_1

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2^2 \cdot G_{in2}}{U_1^2 \cdot G_{in1}} = A_{0u}^2 \cdot \frac{G_{in2}}{G_{in1}} \tag{6.12}$$

Cînd tranzistorul amplificator este identic cu tranzistorul etajului următor și ambele au același punct de funcționare, rezultă că rezistențele de intrare sînt egale, iar amplificarea de putere are valoarea $A_p = A_u^2$.

În ceea ce privește problema selectivității amplificatoarelor de *FI* cu tranzistoare, din teoria generală a circuitelor acordate rezultă o serie de relații între factorul de calitate în sarcină Q_s al circuitului acordat, banda de trecere la o scădere a amplificării cu 3 dB și selectivitate, relații care sînt variabile și în acest caz.

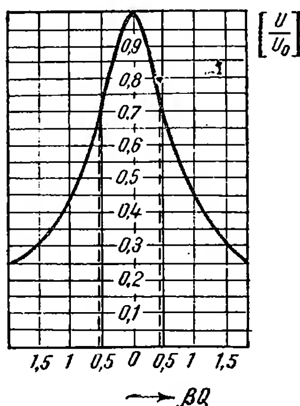


Fig. 6.3. Curba universală de selectivitate pentru un singur circuit acordat.

În figura 6.3 este prezentată curba universală de selectivitate a unui singur circuit acordat. Pentru această curbă se definesc următoarele mărimi :

— *banda de trecere, la o scădere a amplificării cu 3dB din valoarea maximă:* $2\Delta f = f_2 - f_1$. Mărimea benzii de trecere, condiționată de valoarea factorului de calitate în sarcină Q_s, este determinată în acest caz particular de relația :

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q_s}, \tag{6.13}$$

f_0 fiind frecvența de acord a circuitului acordat de frecvență intermediară ;

— *atenuarea frecvențelor adiacente* (selectivitatea) ; pentru un semnal cu o frecvență f diferită de f_0 circuitul acordat produce o atenuare a cărei valoare poate fi determinată pe cale grafică din curba prezentată în figura 6.3, în care $\beta = \frac{2\,\Delta f}{f_0}$.

Procedeul de lucru cu astfel de curbe este analog cu cel indicat pentru curbele universale și prezentat la amplificatorul *FI* cu filtru de bandă.

2. AMPLIFICATORUL *FI* CU FILTRU DE BANDĂ CU DOUĂ CIRCUITE ACORDATE

În figura 6.4, *a* este prezentată schema de principiu a unui amplificator de *FI* cu două circuite acordate (figltru de bandă), în montaj cu emitorul comun, utilizat atunci cînd amplificatoarele *FI* cu un singur circuit acordat nu asigură selectivitatea și banda de trecere necesare.

Amplificatorul este prevăzut cu două circuite acordate LC_3 și LC_4. De obicei conectarea colectorului tranzistorului amplificator se face la o priză a circuitului primar, iar a bazei tranzistorului etajului următor la o priză a

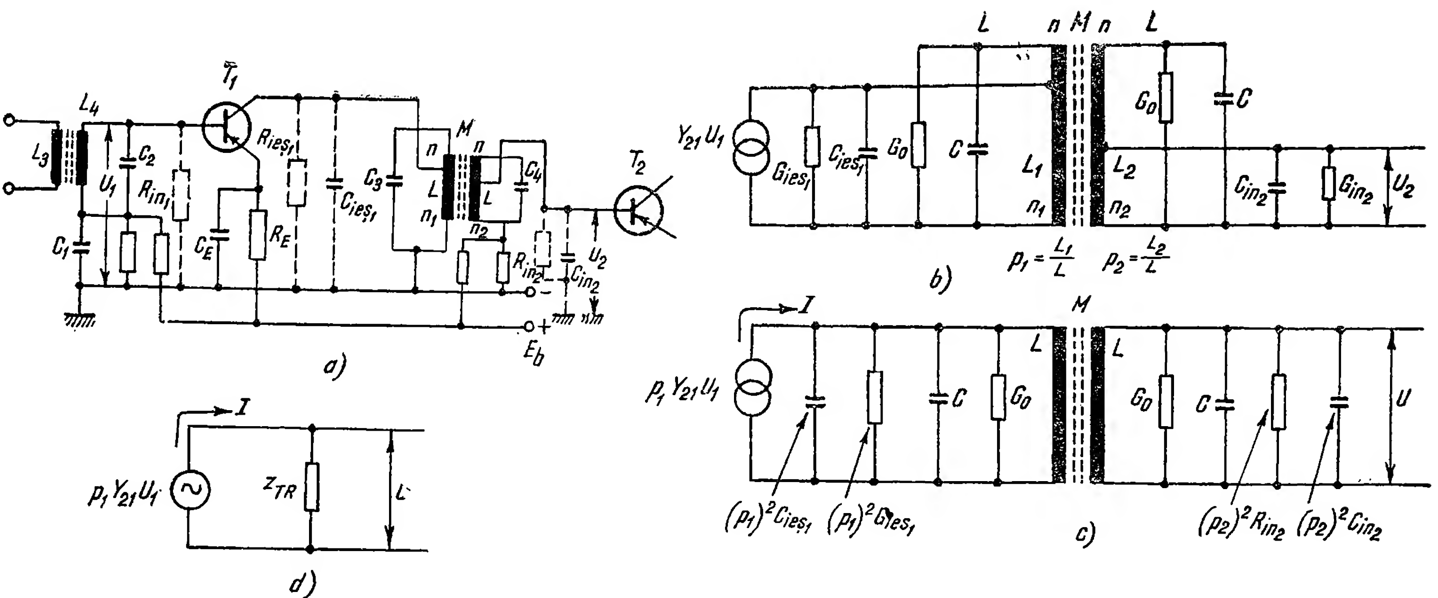


Fig. 6.1. Amplificator *FI* cu filtru de bandă cu două circuite acordate:

a – schema de principiu; *b* – schema echivalentă cu prize pe bobine; *c* – schema echivalentă cu toate elementele transferate la bornele circuitelor oscilante; *d* – schema echivalentă cu impedanța de transfer Z_{TR}.

circuitului secundar al filtrului de bandă, prin aceasta fiind asigurată posibilitatea adaptării între etaje şi deci obţinerea transferului maxim de putere între intrarea şi ieşirea amplificatorului de *FI*.

În figura 6.4, *b* este prezentată schema echivalentă cu prize pe bobine pentru etajul din figura 6. 4, *a*, iar în figura 6.4., *c* schema echivalentă, pentru acelaşi etaj, dar cu toate elementele transferate la bornele circuitelor oscilante. Pentru capacităţile de acord ale circuitelor oscilante s-a considerat $C_3' = C_4' = C$, unde :

$$C_3' = C_3 + p_1^2 \cdot C_{ie\c{s}1}, \tag{6.14}$$

$$C_4' = C_4 + p_2^2 \cdot C_{in2}. \tag{6.15}$$

Din punctul de vedere al amplificării şi al puterii utile de semnal, schema echivalentă din figura 6.4, *c* poate fi înlocuită prin schema din figura 6.4, *d*, în care Z_{TR} este impedanţa complexă de transfer şi are valoarea :

$$Z_{TR} = \frac{U}{I}, \tag{6.16}$$

unde U este tensiunea de la ieşirea filtrului de bandă, iar I este curentul de la intrarea filtrului de bandă.

În funcţie de parametrii filtrului de bandă şi în condiţiile în care cele două circuite oscilante sînt identice, sau aproape identice, impedanţa de transfer la rezonanţă are următoarea expresie :

$$R_{OTR} = R\frac{kQ}{1 + k^2 Q^2}, \tag{6.17}$$

în care :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_3 L_4}} = \frac{M}{\sqrt{L_d}} = \frac{M}{L} \tag{6.18}$$

este coeficientul de cuplaj, iar R şi Q reprezintă impedanţa echivalentă derivaţie la rezonanţă, respectiv factorul de calitate echivalent al celor două circuite oscilante, adică :

$$R = \frac{1}{G} = \sqrt{R_{t1} \cdot R_{12}} = \frac{1}{\sqrt{G_{t1} \cdot G_{t2}}}, \tag{6.19}$$

$$Q = \sqrt{Q_{t1} \cdot Q_{t2}}, \tag{6.20}$$

unde :

$$\frac{1}{R_{t1}} = G_{t1} = G_0 + p_2^1 G_{ie\c{s}1} \tag{6.21}$$

$$\frac{1}{R_{t2}} = G_{t2} = G_0 + p_2^2 G_{in2}, \tag{6.22}$$

$$Q_{t1} = \frac{R_{t1}}{\omega_0 L} = \frac{1}{\omega_0 L G_{t1}} \tag{6.23, a}$$

$$Q_{t2} = \frac{R_{t2}}{\omega_0 L} = \frac{1}{\omega_0 L G_{t2}} \tag{6.23, b}$$

$$Q_0 \frac{R_0}{\omega_0 L} = \frac{1}{\omega_0 L G_0}, \tag{6.23, c}$$

R_{t1}, Q_{t1} reprezintă impedanța la rezonanță, respectiv factorul de calitate în sarcină pentru circuitul primar, iar R_{t2}, Q_{t2} pentru circuitul secundar.

Din schema echivalentă prezentată în figura 6.4, *d* se observă că :

$$U = I\, Z_{TR} = p_1\, |y_{21}| \cdot U_1\, Z_{TR} \tag{6.24, a}$$

care la rezonanță ia forma :

$$U = I \cdot R_{0\,TR}. \tag{6.24, b}$$

Amplificarea de tensiune a etajului amplificator cu filtru de bandă, la rezonanță, este

$$\left[A'_{0u}\right]_{FB} = \frac{U}{U_1} = p_1 |y_{21}| \cdot R_{0\,TR} = p_1 |y_{21}| \cdot R \frac{kQ}{1 + k^2 Q^2}. \tag{6.25}$$

Amplificator de tensiune a aceluiași etaj amplificator considerată între intrarea tranzistorului amplificator și intrarea etajului următor (fig. 6. 4, *a*) are valoarea

$$\left[A_{0u}\right]_{FB} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U} \cdot \frac{U}{U_1} = p_2 \cdot p_1 |y_{21}| \cdot R \cdot \frac{kQ}{1 + k^2 Q^2}. \tag{6.26}$$

Se deduce din această relație, comparînd-o cu relația (6.11) și avînd în vedere echivalența între R_t și R, că etajul cu filtru de bandă are amplificarea mai mică decît cea a unui amplificator care folosește drept sarcină numai un circuit oscilant. Într-adevăr, comparînd cele două relații rezultă că :

$$\left[A_{0U}\right]_{FB} = \frac{kQ}{1 + k^2 Q^2} [A_{0U}]_{CS}, \tag{6.27}$$

unde A_{0UFB} este amplificarea etajului cu filtru de bandă, iar A_{0UCS} este amplificarea etajului cu circuit singular.

Factorul kQ caracterizează în cazul filtrului de bandă cuplajul între cele două circuite acordate și determină, în esență, forma caracteristicii de frecvență a acestui filtru. După valoarea lui kQ se disting următoarele tipuri de cuplaje :

— cuplaj slab : $kQ < 1$;
— cuplaj critic : $kQ = 1$;
— cuplaj supracritic : $kQ > 1$.

La cuplajul critic, care se folosește cel mai frecvent, amplificarea la rezonanță devine :

$$\left[A_{0U}\right]_{FB} = p_2 \cdot p_1 \left|y_{21}\right| \frac{R}{2}, \tag{6.28}$$

adică egală cu jumătate din amplificarea etajului cu circuit singular, care are aceleași elemente L, C și același factor de calitate.

Amplificarea de tensiune a etajului amplificator de *FI* cu filtru de bandă, la o frecvență oarecare, în afara rezonanței, are valoarea :

$$\left[A_u\right]_{FB} = \frac{-\,j\, kQ\, [A_{0U}]_{CS}}{(1 + j\,\beta Q)^2 + K^2 Q^2}, \tag{6.29}$$

unde βQ este numit *dezacordul generalizat*, iar β este *dezacordul relativ*, avînd valorile :

$$\beta = \frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{2\,\Delta\omega}{\omega_0} \tag{6.30, a}$$

în jurul rezonanței și :

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \tag{6.30, b}$$

pentru dezacorduri mari față de frecvența de rezonanță.

Calculînd modulul relației (6.29)', se obține :

$$\left[A_u\right]_{FB} = \frac{[kQ\ A_{0u}]cs}{\sqrt{(1-\beta^2Q^2+k^2Q^2)^2+4\,\beta^2\,Q^2}}, \tag{6.31}$$

Selectivitatea etajului se determină prin împărțirea relațiilor (6.27) și (6.31) :

$$\left[\frac{A_{0u}}{A_u}\right]_{FB} = \frac{\sqrt{(1-\beta^2Q^2+k^2Q^2)^2+4\,\beta^2\,Q^2}}{1+k^2\,Q_2} \tag{6.32}$$

sau, exprimată în decibeli, expresia selectivității capătă forma :

$$\alpha_{[dB]} = 20\log\frac{\sqrt{(1-\beta^2Q^2+k^2Q^2)^2+4\,\beta^2\,Q^2}}{1+k^2\,Q^2}, \tag{6.33}$$

Cu ajutorul relației (6.33) se poate calcula selectivitatea unui amplificator *FI*, atunci cînd sînt cunoscute : frecvența intermediară, cuplajul k, factorul de calitate. Întrucît calculul analitic este destul de laborios, este mai practic să se determine selectivitatea pe cale grafică, cu ajutorul curbelor de selectivitate generalizate pentru filtrul de bandă format din două circuite oscilante, reprezentate conform relației (6.33), în funcție de βQ, pentru fiecare valoare de cuplaj kQ corespunzînd cîte o curbă (fig. 6.5). Curbele fiind simetrice față de axa verticală, s-a prezentat în grafic numai cîte o jumătate din fiecare curbă.

Din analiza acestor curbe se observă că pentru cuplajul critic ($kQ = 1$), amplificarea este practic constantă în banda de trecere și atenuarea destul de mare în afara acesteia, permițînd deci realizarea unor parametri corespunzători în ceea ce privește fidelitatea și selectivitatea amplificatorului.

Referitor la modul de utilizare a curbelor de selectivitate universale, procedeul este foarte simplu : presupunînd cunoscute valoarea frecvenței intermediare a factorului de calitate, și a dezacordului Δf, la care se determină atenuarea, se poate calcula mărimea βQ, din relația :

$$\beta Q = \frac{2\Delta f}{f_i}\,Q\,.$$

Avînd stabilită o valoare de cuplaj kQ, se citește din curbele universale, la βQ obținut din calcul, valoarea lui α. Operația se repetă pentru mai multe valori ale lui Δf, permițîndu-se în acest fel obținerea curbei de selectivitate a amplificatorului *FI*, în funcție de frecvență.

Pentru a se asigura etajului amplificator banda de trecere necesară și adaptarea, este necesar ca valorile factorilor de cuplaj p_1 și p_2 să fie deter-

minate corespunzător satisfacerii condiţiilor menţionate. Astfel, pentru a se realiza adaptarea, trebuie ca :

$$p_1^2 \cdot G_{ieş1} = p_2^2 \cdot G_{in2}, \tag{6.34}$$

Pe de altă parte, aceste conductanţe, prima pentru circuitul primar, cea de-a doua pentru circuitul secundar asigură, împreună cu G_0, banda de tre-

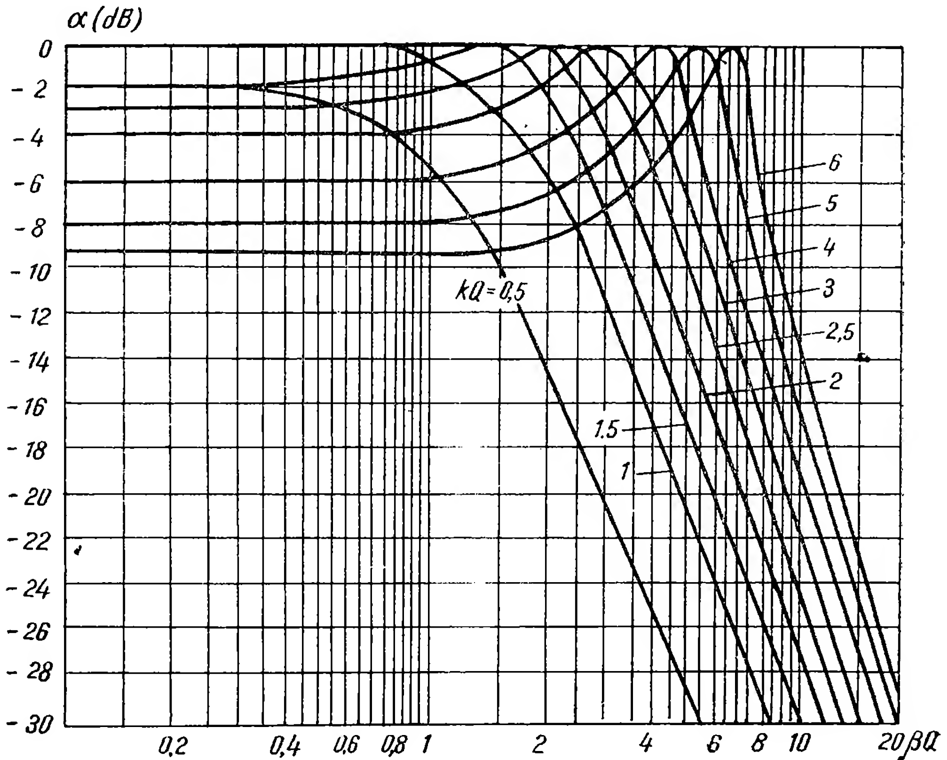


Fig. 6.5. Curbe de selectivitate generalizate pentru filtrul de bandă format din două circuite oscilante.

cere pentru fiecare dintre cele două circuite acordate ale filtrului de bandă (fig. 6.4, *b*). În aceste condiţii, ţinînd seamă de relaţiile (6.19), (6.20), (6.21), (6.22) şi (6.23) se obţine :

$$p_1^2 G_{ieş1} = p_2^2 G_{in2} = G - G_0 =$$

$$= \frac{1}{\omega_0 L}\left[\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0}\right] = \frac{1}{\omega_0 f_0 L} \cdot (B - B_0) = 2\pi C(B - B_0), \tag{6.35}$$

unde B_0 este banda în gol a circuitului oscilant, iar B este banda echivalentă în sarcină a fiecăruia dintre cele două circuite ale filtrului de bandă, cuplate la cuplajul critic. Notînd cu B_t banda reală în sarcină a filtrului de bandă, se obţine relaţia :

$$B = \sqrt{2} \cdot B_t = \sqrt{2}\,\frac{f_i}{Q} = \sqrt{2}\,\frac{f_i}{\sqrt{Q_{t1} \cdot Q_{t2}}}. \tag{6.36}$$

Din expresia (6.35) rezultă :

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi C(B - B_0)}{G_{ies1}}}, \tag{6.37, a}$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{2\pi C(B - B_0)}{G_{in2}}}. \tag{6.37 ,b}$$

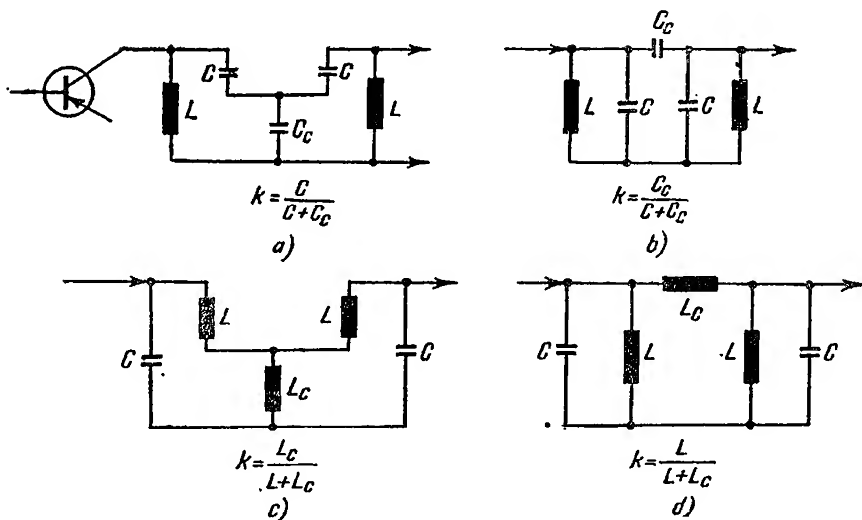


Fig. 6.6. Filtre de bandă cu diferite cuplaje (k):

a — prin capacitate derivaţie; *b* — prin capacitate serie; *c* — prin inductanţă derivaţie; *d* — prin inductanţă serie.

În afară de cuplajul prin inductanţă mutuală, care se utilizează cel mai frecvent în schemele practice, se pot întîlni în filtrul de bandă şi alte tipuri de cuplaje. Relaţiile stabilite anterior şi curbele de selectivitate rămîn valabile şi pentru aceste situaţii dacă factorul de cuplaj se înlocuieşte cu expresia corespunzătoare montajului utilizat (fig. 6.6).

3. AMPLIFICATORUL *FI* CU FILTRU MULTIPLU

Pentru unele aparate, în afară de amplificatoarele *FI* cu circuite cuplate, se folosesc uneori circuite oscilante derivaţie asociate în grupuri de 4 — 5 şi la care cuplajul între ele este realizat prin intermediul unor capacităţi serie. Astfel de circuite sînt cunoscute sub numele de filtre tip Cebîşev.

În figura 6.7 este prezentată schema de principiu a unui etaj amplificator cu tranzistor, în al cărui circuit de colector este conectat cu filtru multiplu acordat pe *FI*. Circuitele simple acordate sînt : L_1C_1, L_2C_2, L_3C_3, L_4C_4, cuplate între ele prin capacităţile serie C_5, C_6, C_7. Pentru reducerea amortizării, colectorul tranzistorului amplificator este conectat la o priză a primului circuit acordat L_1C_1. Cuplajul filtrului de bandă multiplu la intrarea etajului amplificator următor se face prin intermediul bobinei L_c, cuplată mutual cu bobina L_4 a ultimului circuit derivaţie.

Selectivitatea unui filtru de bandă multiplu (de tip Cebîşev) poate fi aproximată prin produsul între numărul circuitelor acordate şi selectivitatea unui circuit. Un filtru cu patru circuite acordate poate avea o selectivitate în jurul a 30 dB, în funcţie de valoarea factorului de calitate al circuitelor acordate componente. Rezultă de aici că un astfel de filtru multiplu asigură practic întreaga selectivitate impusă unui radioreceptor, ceea ce permite ca celelalte etaje amplificatoare de *FI* să fie realizate cu selectivitate redusă sau cu sarcină aperiodică.

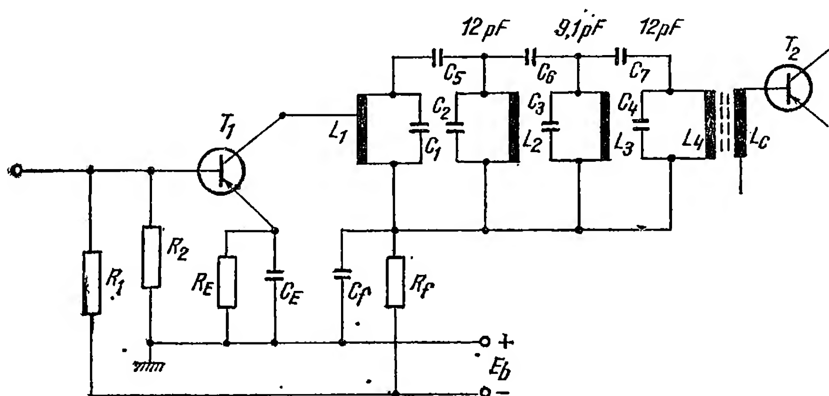


Fig. 6.7. Amplificator *FI* cu filtru multiplu.

4. NEUTRODINAREA AMPLIFICATOARELOR *FI* CU TRANZISTOARE

O problemă foarte importantă ce apare la amplificatoarele de *FI* cu tranzistoare este aceea a reacţiei interne a tranzistorului, fenomen care se manifestă prin influenţa ieşirii asupra intrării. Datorită acestei reacţii parazite se reduce stabilitatea funcţionării acestora şi apare o dependenţă a impedanţei de ieşire faţă de cea de la intrare şi invers. Rezultă deci o influenţă reciprocă între circuitele acordate ale amplificatorului.

Pentru eliminarea reacţiei parazite şi unilateralizarea funcţionării, în amplificatoarele *FI* cu tranzistoare se neutralizează (neutrodinează) reţeaua naturală de reacţie internă a tranzistorului cu ajutorul unei reţele exterioare, prin care se aplică la intrare un curent de neutrodinare egal ca mărime cu curentul de reacţie parazită, dar cu fază opusă acestuia, în aceste condiţii curentul total de la ieşirea la intrarea tranzistorului devenind nul şi în acest fel dispărînd şi reacţia (fig. 6.8, *a*).

Întrucît prin neutrodinare reacţia care apare de la ieşire la intrare este compensată, tranzistorul astfel neutralizat devine un dispozitiv unilateral, în care energia se transferă într-un singur sens, de la intrare spre ieşire, prin procesul de amplificare.

În figura 6.8, *a* este prezentat circuitul echivalent al unui etaj amplificator de *FI* în care este figurată reţeaua naturală de reacţie internă (R_R, C_R) şi reţeaua exterioară de neutrodinare (R_N, C_N). Este neceasr să se menţioneze că parametrii tranzistorului neutrodinat se deosebesc în general foarte puţin de parametrii tranzistorului neutrodinat, producîndu-se nu-

mai o reducere, în mică măsură a rezistenţelor de intrare şi ieşire şi o creştere a capacităţilor de intrare şi ieşire.

O neutrodinare corectă este apreciată după simetria curbei de rezonanţă a impedanţei de sarcină a etajului amplificator de *FI* considerat.

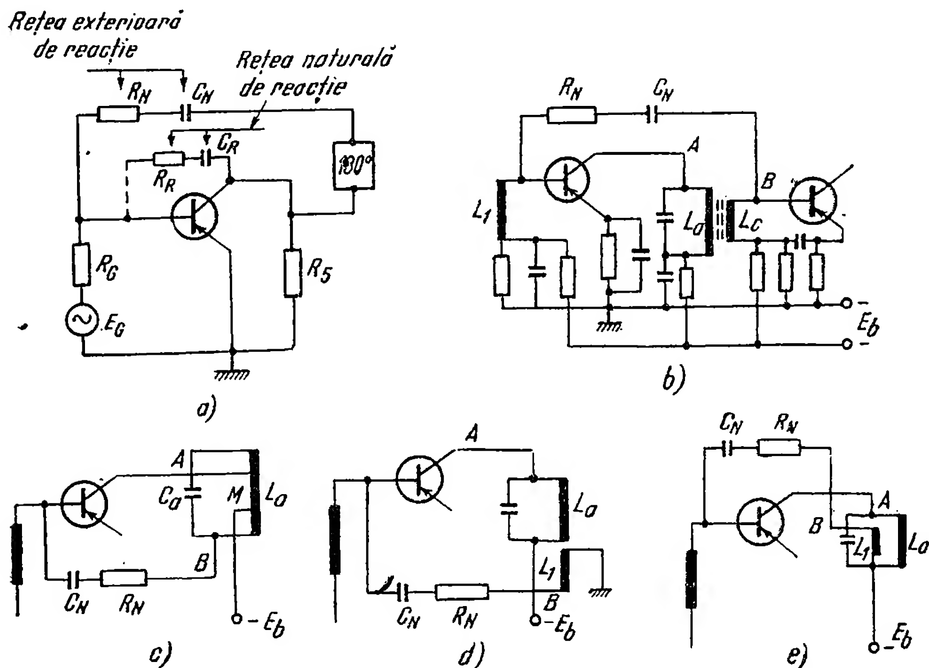


Fig. 6.8. Amplificatoare de *FI* neutrodinate :

a — schemă reprezentînd principiul neutrodinării ; *b, c, d, e* — scheme uzuale pentru realizarea neutrodinării.

În cazul în care reactanţa capacităţii interne de reacţie C_R este mai mare decît rezistenţa R_R, devine posibilă eliminarea din reţeaua de neutrodinare a rezistenţei R_N şi compensarea se poate face numai prin capacitatea C_N.

Dacă tranzistoarele utilizate în montaj au o capacitate de reacţie internă C_R de valoare redusă (0,4 — 0,5 pF), atunci neutrodinarea nu mai este necesară, aceasta fiind determinată şi de tipul montajului utilizat.

În figura 6.8, *b*, *c*, *d*, *e* sînt prezentate principalele scheme practice în care se indică modul de realizare a neutrodinării. În toate schemele este figurată atît capacitatea C_N, cît şi rezistenţa R_N, aceasta în scopul prezentării formei celei mai generale de neutrodinare. Sensurile înfăşurărilor se iau astfel ca tensiunea de *FI* de pe înfăşurarea colectorului şi tensiunea de neutrodinare să fie defazate cu 180°.

În figura 6.8, *b* tensiunea de neutrodinare este luată de pe înfăşurarea de cuplaj L_c, punctul *B* fiind în antifază cu tensiunea din punctul *A*. O astfel de schemă se utilizează în circuitele de *FI* — *MA* cu un singur circuit acordat.

În figura 6.8, *c* potențialul punctului *A* este în antifază cu cel al punctului *B*, față de punctul median *M*, conectat la masă prin sursa de alimentare cu tensiune continuă. Alegerea convenabilă a valorilor rețelei R_N, C_N face să fie compensată tensiunea în antifază introdusă la intrarea tranzistorului amplificator prin impedanța internă de reacție R_R, C_R.

În figura 6.8, *d* bobina auxiliară de cuplaj L_1 are astfel conectat sensul de înfășurare încît tensiunea în punctul *B* este în antifază cu tensiunea din punctul *A*. Ținînd seamă de raportul de transformare între bobinele L_a și L_1, se pot alege valorile parametrilor R_N și C_N, astfel încît amplificatorul să devină un cuadripol unidirecțional.

O variantă a montajului din figura anterioară este cea prezentată în figura 6.8, *e* la care de această dată bobina dată bobina auxiliară L_1 este conectată împreună cu bobina de acord L_a. O alegere convenabilă a sensului înfășurării bobinei L_1 permite obținerea în punctul *B* a unei tensiuni în antifază cu cea din punctul *A*. Și în acest caz la determinarea valorilor R_N și C_N se are în vedere valoarea raportului de transformare între bobinele L_A și L_1.

În ultimele două scheme numărul de spire ale bobinelor de neutrodinare nu afectează circuitul acordat și se poate alege între bobina de acord și cea auxiliară un raport optim de transformare. Aceeași situație este valabilă și pentru schema din figura 6.8, *c*, în condițiile în care capacitatea de acord este de valoare scăzută.

Din cele prezentate mai sus rezultă, în final, următoarele concluzii:

— după neutrodinare tranzistorul este practic un cuadripol unilateral, adică transferă energie numai de la intrare la ieșire:

— tranzistorul neutrodinat are practic aceleași admitanțe de intrare și de ieșire ca și tranzistorul neneutrodinat;

— impedanțele de ieșire și de intrare ale tranzistorului neutrodinat nu mai depind una de alta.

Aceste proprietăți ale tranzistorului neutrodinat au fost luate în considerație la amplificatoarele *FI* analizate anterior în acest capitol.

TIPURI DE AMPLIFICATOARE DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ UTILIZATE ÎN RADIORECEPTOARE

Așa după cum s-a menționat la începutul acestui capitol, amplificatoarele de *FI* sînt realizate pentru radioreceptoarele cu modulație de amplitudine (*FI—MA*), pentru receptoarele cu modulație de frecvență (*FI—MF*), sau pentru radioreceptoarele destinate să recepționeze emisiuni cu *MA*, cît și emisiuni cu *MF* (*FI—MA—MF*).

a. Amplificatorul de FI cu tranzistoare pentru semnale cu MA

Este realizat în general în montaj *EC* utilizînd fie filtre singulare, fie filtre de bandă, acestea din urmă folosind frecvent tipul de cuplaj prin capacitate serie (v. fig. 6.6, *b*). Ca frecvență de utilizare urmează după aceste tipuri filtrul multiplu care prezintă avantajul comutării selectivității într-un singur etaj amplificator.

Problema adaptării ocupă un loc deosebit de important, avînd în vedere diferența mare de valoare ce există între rezistența de ieșire mare, a

tranzistorului din etajul amplificator considerat şi rezistenţa de intrare mică a tranzistorului următor.

În figura 6.9 se prezintă două scheme electrice reale ale etajelor *FI—MA*, cu circuit singular (fig. 6.9, *a*) şi cu filtre de bandă (fig. 6.9, *b*). Cînd în amplificatoarele de *FI—MA* se folosesc tranzistoare aliate cu R_{in} de ordinul 1kΩ, $R_{ieş}$ în limitele 20—30 kΩ şi capacitatea de reacţie C_{12} de circa 10 pF, la circuitele oscilante se utilizează capacităţi de acord mici, în limite-

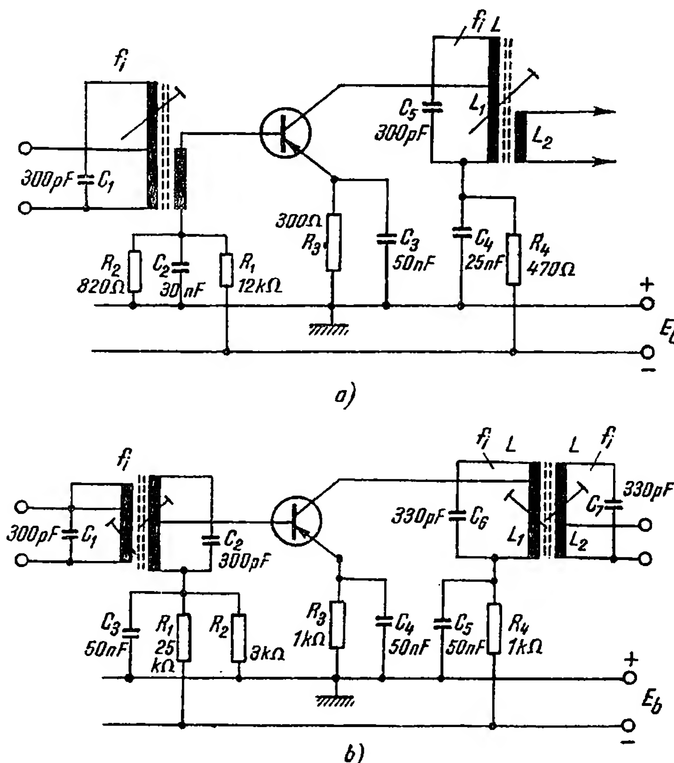


Fig. 6.9. Scheme electrice ale etajelor de *FI—MA*:
a — cu circuit singular; *b* — cu filtru de bandă.

le 200—500 pF, pentru a se mări amplificarea, prin creşterea impedanţei la rezonanţă. Se recurge la conectarea tranzistorului la o priză a circuitului acordat, spre a se reduce amortizarea acestuia şi a se renunţa la neutrodinare, montajul fiind, în caz contrar, instabil.

Dacă în amplificatorul *FI—MA* se utilizează tranzistoare drift cu R_{in} în limitele 2—5 kΩ, $R_{ieş}$ de ordinul 0,5—1 MΩ, şi capacitate de reacţie de cîţiva pF, se recurge la filtre cu capacităţi de acord mari, circa 1 nF, pentru a mări stabilitatea montajului şi a evita astfel neutrodinarea care este şi costisitoare, datorită pieselor utilizate, cît şi dificultăţii de compensare a reacţiei interne a tranzistoarelor, avînd în vedere dispersia mare de parametri ai acestora.

b. Amplificatorul de FI cu tranzistoare pentru semnale cu modulație de frecvență

Este realizat fie în montaj *BC*, fie în montaj *EC* care uneori necesită neutrodinare. Se utilizează atît circuite singulare cît și filtre de bandă. Ultimul etaj al amplificatorului de *FI — MF* este echipat cu filtru de bandă, necesar pentru asigurarea funcționării demodulatorului de frecvență. Numărul de etaje într-un amplificator *FI—MF* ajunge la trei sau uneori la patru, totalizînd cinci pînă la zece circuite oscilante.

Fiindcă banda de trecere pe etaj este mare (250—400 kHz), amplificarea unui etaj *FI—MF* este mică, aproximativ de 20 dB.

La circuitele oscilante se folosesc uzual capacități de acord relativ mici, în limitele 20—100 pF, pentru a mări impedanța la rezonanță și deci amplificarea. Valoarea mare necesară uneori pentru capacitățile de acord este legată de diminuarea influenței capacităților parazite și deci de reducerea dispersiei acordului.

În figura 6.10 este prezentată schema unui etaj amplificator *FI—MF*, în conexiune *BC*, cu circuit singular, fără neutrodinare. Prezența în montaj a rezistenței R_4 este justificată prin aceea că ea servește la reducerea influenței variațiilor capacității de ieșire $C_{ieș}$ a tranzistorului T_1, asupra capacității de acord a circuitului oscilant, mărind deci stabilitatea acordului. Totodată această rezistență se folosește și la înlăturarea eventualelor tendințe de autooscilație ale etajului amplificator.

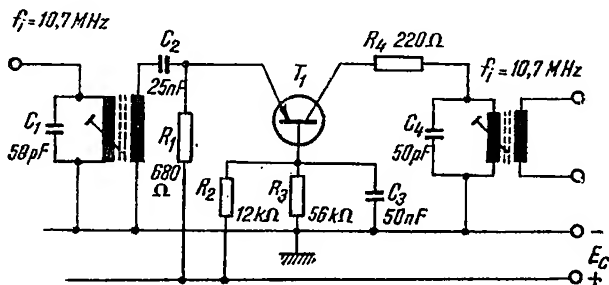


Fig. 6.10. Amplificator *FI—MF* în conexiune *BC*.

c. Amplificatoare combinate FI—MA—MF cu tranzistoare

În radioreceptoarele moderne, destinate pentru a recepționa atît semnale cu modulație de amplitudine, cît și semnale cu modulație de frecvență, amplificatorul de *FI* este comun pentru *MA* și *MF*. În general, într-un amplificator combinat *FI—MA—MF* se utilizează două etaje amplificatoare *FI—MA* și trei etaje amplificatoare *FI—MF*, rolul primului etaj amplificator de *FI—MF* fiind îndeplinit de către tranzistorul schimbător de frecvență pentru *MA*.

Tranzistoarele utilizate sînt în general de tip planar, spre a permite realizarea amplificatorului *FI*, atît pentru *MA*, cît și pentru *MF*, în conexiune *EC*, fără neutrodinare.

În figura 6.11 este prezentată schema unui amplificator de *FI—MA—MF*, utilizat într-un radioreceptor. Este în montaj *EC* și utilizează filtre de bandă, atît pentru *MA*, cît și pentru *MF*. Conectarea tranzistoarelor la filtre se face prin prize inductive în circuitul primar și prin prize capacitive în circuitul secundar.

Succesiunea circuitelor filtrelor de *FI—MA* și *FI—MF* nu are o importanță de principiu. În practică se obișnuiește totuși ca la colectorul și respectiv baza tranzistorului să se conecteze direct circuitele de *MF*, prin aceasta reducîndu-se efectul capacităților parazite asupra acestor filtre.

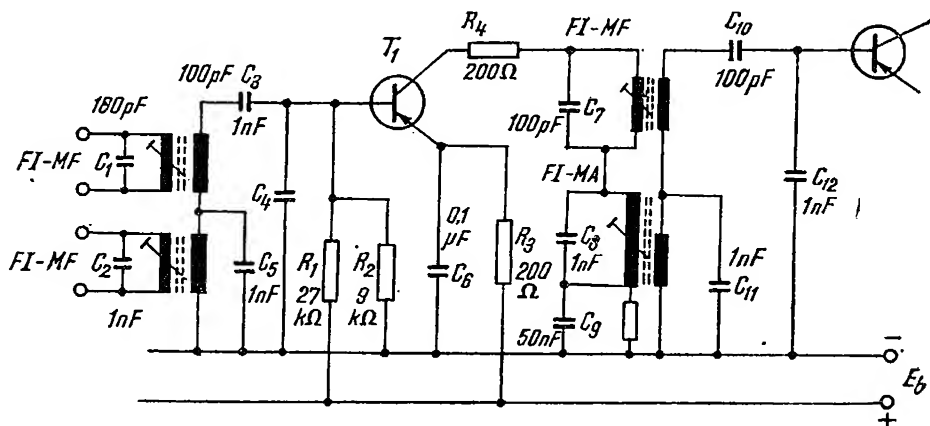


Fig. 6.11. Schema de principiu a unui etaj *FI—MA—MF* în conexiune *EC*.

Datorită diferenței destul de mari între cele două frecvențe intermediare (f_{iMA} = 450...500 kHz și f_{iMF} = 10,7 MHz), interacțiunea circuitelor acordate *FI—MA* și *FI—MF* este practic fără importanță.

C. AMPLIFICATORUL DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ CU TUBURI ELECTRONICE

Pentru realizarea unui etaj amplificator *FI* cu un cîștig ridicat, se folosesc tuburi pentode de înaltă frecvență, cu rezistență internă mare, cu pantă de valoare ridicată și variabilă, pentru a face posibilă totodată utilizarea tubului electronic în sistemul de reglaj automat al amplificării (*RAA*), cu capacitatea dintre anod și grila de comandă, de valoare cît mai mică, pentru a asigura montajului o cît mai bună stabilitate în funcționare.

În general în radioreceptoarele cu tuburi electronice se utilizează următoarele tipuri de amplificatoare de *FI*:

— amplificator cu un circuit acordat (circuit singular);

— amplificator cu filtru de bandă, cu două circuite oscilante acordate, al doilea tip de amplificator fiind cel mai des folosit în practică.

Cea mai largă utilizare o are amplificatorul cu filtru de bandă format din două circuite oscilante cuplate mutual.

În figura 6.12, *a* este prezentată schema de principiu a unui astfel de amplificator. La grila tubului T_1 se aplică atît tensiunea de *FI* de la etajul amplificator precedent, cît și tensiunea de *RAA*.

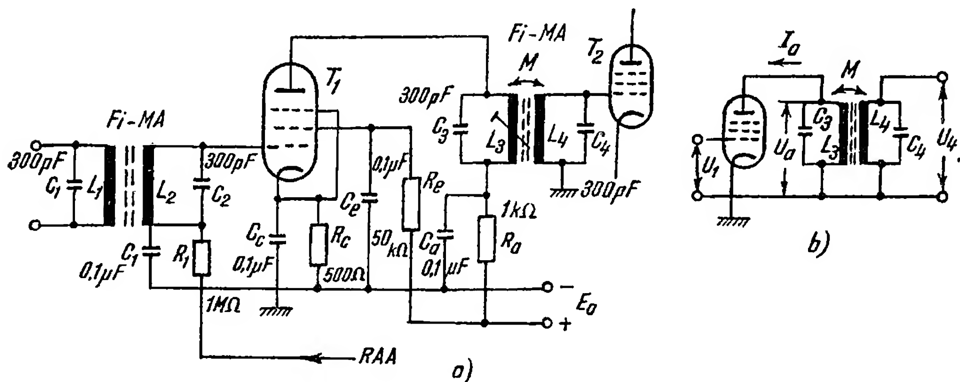


Fig. 6.12. Amplificator de *FI* cu circuite oscilante cuplate mutual:
a — schema de pri *b* — circuitul echivalent în curent alternativ al etajului amplificator de *FI*.

Filtrul de bandă L_3C_3, L_4C_4 constituie impendența de sarcină a tubului electronic. Referindu-ne la schema echivalentă în *FI*, prezentată în figura 6.12, *b*, amplificarea A a etajului este dată de relația:

$$A = \frac{U_4}{U_1} = SZ_T, \tag{6.38}$$

unde:

U_1 este tensiunea alternativă de *FI* aplicată la intrare;
U_4 — tensiunea de *FI* obținută la ieșire și care se aplică pe grila etajului următor (amplificator *FI*, sau detector);
S — panta tubului;
Z_T — impedanța de transfer a circuitului de sarcină care reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire U_4 și curentul I_a din circuitul anodic al tubului electronic.

În funcție de parametrii filtrului de bandă și în condițiile în care cele două circuite oscilante sînt identice ($L_3 = L_4 = L$; $R_{03} = R_{04} = R_0$; $Q_3 = Q_4 = Q$), amplificarea etajului la rezonanță are următoarea expresie:

$$A_0 = S \frac{R_0 kQ}{1 \quad k^2Q^2} \tag{6.39}$$

unde: R_0, Q sînt impedanța derivație la rezonanță, respectiv factorul de calitate în gol ale fiecăruia dintre cele două circuite oscilante luate separat $k = \frac{M}{\sqrt{L_3L_4}}$, M fiind inductanța mutuală de cuplaj între bobinele L_3 și L_4.

Produsul kQ caracterizează cuplajul celor două circuite acordate și determină în esență forma caracteristicii de frecvență a filtrului de bandă. Pentru $kQ = 1$ amplificarea este maximă și are valoarea :

$$A = SZ_T = SR_0 \frac{1}{1+1} = S \frac{R_0}{2}, \tag{6.40}$$

adică amplificarea maximă ce se poate obține cu un etaj amplificator de FI cu filtru de bandă este jumătate din amplificarea obținută cu același etaj în care impedanța de sarcină este formată dintr-un singur circuit oscilant cu același Q și aceleași elemente L, C.

În ceea ce privește selectivitatea unui astfel de amplificator (a se vedea cap. 6 B.2) relațiile stabilite la tranzistoare sînt valabile și în acest caz. Și în cazul radioreceptoarelor cu tuburi electronice se întîlnesc, ca și la tranzistoare, în afară de filtrul de bandă cu două circuite acordate, cuplate mutual, și filtre de bandă cuplate în alte moduri (v. fig. 6.6).

2. AMPLIFICATORUL DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ CU TUBURI ELECTRONICE PENTRU SEMNALE CU MODULAȚIE DE FRECVENȚĂ

Față de amplificatorul de $FI - MA$, amplificatorul de $FI - MF$ are, așa după cum s-a arătat, o bandă de trecere mult mai largă și o frecvență intermediară de valoare mai ridicată, ceea ce duce la o amplificare pe etaj mai redusă decît la etajul de $FI - MF$.

În figura 6.13 este prezentată schema de principiu a unui amplificator $FI - MF$ cu filtru de bandă, schema cea mai mult folosită în practică. Calculul etajului se face cu aceleași relații stabilite la amplificatorul FI cu tranzistoare cu filtru de bandă, cu mențiunea că circuitul filtrului de bandă se cuplează la cuplajul critic sau puțin peste cuplajul critic.

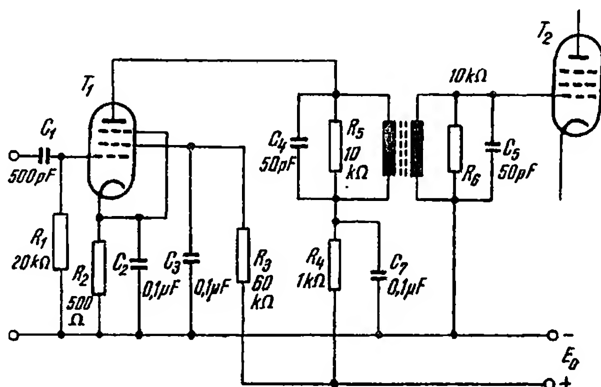


Fig. 6.13. Amplificator de $FI - MF$ cu filtru de bandă.

Şi la radioreceptoarele cu tuburi amplificatorul de *FI* este, în mai toate cazurile, comun (*MA — MF*) şi conţine două trei etaje cu patru pînă la opt circuite acordate, în general, de tipul cu filtre de bandă.

În figura 6.14, *a* este prezentată schema de principiu a unui amplificator combinat *FI — MA — MF*, echipat cu tub electronic. Funcţionarea corectă a etajului se bazează pe proprietatea circuitului oscilant derivaţie de a prezenta o impedanţă de valoare foarte mare la rezonanţă şi de valoare foarte mică în afara rezonanţei. Astfel, cînd amplificatorul lucrează în canalul *MA*, filtrele de bandă pentru modulaţia de amplitudine (L_2C_2 — — L_4C_4 şi L_6C_6—L_8C_8) prezintă impedanţe mari şi la bornele lor se obţine amplificată tensiunea de *FI — MA*, filtrele de *FI — MF* prezentînd în acest caz un scurtcircuit pentru semnalele recepţionate. Cînd amplificatorul *FI* lucrează în canalul *MF*, filtrele de *FI — MF* (L_1C_1—L_3C_3 şi C_5L_5—C_7L_7) prezintă o impedanţă importantă pentru modulaţia de frecvenţă, iar filtrele de *FI — MA* se comportă ca un scurtcircuit.

Cu toate acestea, aşa după cum se observă în schemă, în circuitul de intrare al amplificatorului de *FI*, filtrul de bandă *FI — MF* (L_3C_3) este scurtcircuitat în cazul funcţionării în benzile *MA* (contactele *1—2* închise).

Această măsură este necesară fiindcă totuşi circuitele de *FI — MF* pot constitui o impedanţă relativ mare pentru tensiunea freveenţei fundamentalei oscilatorului în gama de *US* şi pentru armonicile acestuia în gamele de *UL* şi *UM*.

Rezultă că în lipsa acestei măsuri, apare pericolul pătrunderii tensiunii oscilatorului local în etajul amplificator, putînd să se producă din această cauză perturbarea radiorecepţiei în unele puncte ale benzii şi saturarea amplificatorului de *FI — MA*.

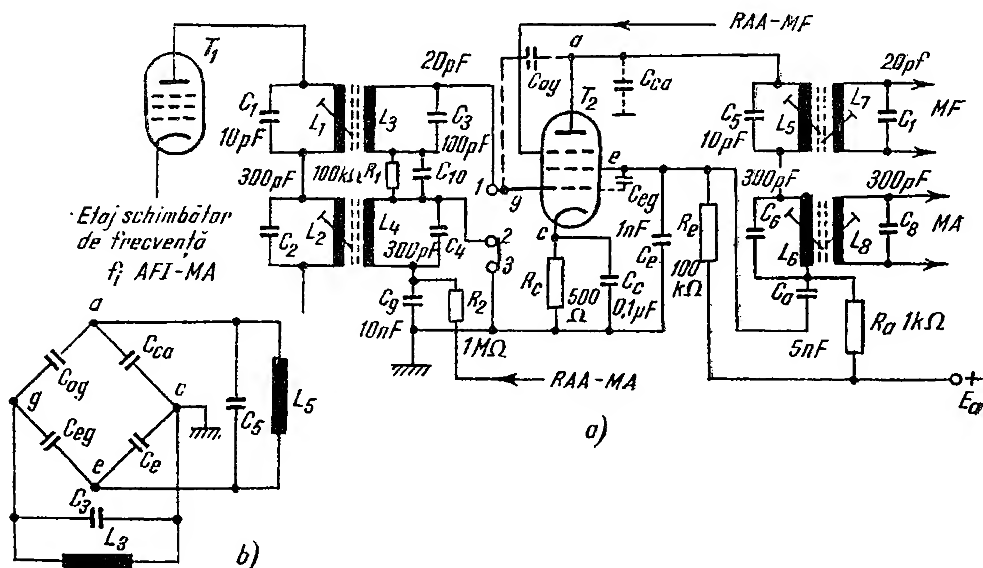


Fig. 6.14. Etaj amplificator *FI — MA — MF* cu tuburi electronice:
a — schema de principiu; *b* — punte de neutrodinare în *FI — MF*.

Condensatorul C_9 şi rezistenţa R_2 fac parte din filtrele prin care se aplică tensiunea de *RAA* etajelor amplificatoare *FI*, în cazul funcţionării în canalul *MA*. Cînd se amplifică semnale cu *MF*, sistemul de *RAA* se realizează prin aplicarea pe grila supresor a tubului amplificator T_2 a unei tensiuni de comandă de curent continuu, extrasă din etajul demodulatorului *MF*. Circuitele de *RAA* pentru *MA* sînt în acest caz conectate la masă (contactul *2—3* din schemă). Grupul R_1C_{10} este utilizat în funcţionarea pe canalul *MF* în scopul de a asigura grilei de comandă a tubului amplificator o tensiune de negativare în corespondenţă directă cu valoarea semnalului aplicat. Această tensiune este realizată printr-un proces de detecţie, fenomen ce va fi prezentat în capitolul despre demodulatoare.

Rezistenţa R_c serveşte pentru obţinerea negativării iniţiale cînd negativarea pe calea de *RAA* este redusă (cazul semnalelor mici) sau nulă (cazul absenţei semnalelor).

Legarea la masă a catodului pentru curenţii alternativi este realizată prin condensatorul C_c. Ecranul este alimentat printr-o rezistenţă serie R_e, iar pentru decuplarea lui la masă este utilizat condensatorul C_e. Pentru a evita cuplajul între etajele amplificatoare de *FI* se recurge la filtrul R_aC_a, a cărui capacitate decuplează circuitul de anod spre ecran. Soluţia decuplării la ecran a condensatorului C_a din circuitul anodic permite realizarea unei neutrodinări a etajului de *FI* din lanţul de *MF*, în scopul obţinerii unei mai bune stabilităţi a montajului. Într-adevăr, în amplificatorul de *FI* pentru *MF* este dificil să se obţină amplificarea necesară asigurînd în acelaşi timp şi o stabilitate suficientă a montajului. După cum s-a arătat, amplificarea maximă admisibilă a unui etaj amplificator este limitată de reacţia prin capacitatea de trecere a tubului între anod şi grilă (C_{ag}). Cu toate că pentodele folosite în amplificatoarele de *FI* au o capacitate C_{ag} de valoare foarte mică (de exemplu pentru *EBF* 89 capacitatea $C_{ag} = 0{,}0025$ pF), totuşi reacţia prin ea poate duce la deformarea caracteristicii de rezonanţă, sau chiar poate să provoace funcţionarea nestabilă a amplificatorului din canalul de *MF*.

Pentru a se obţine micşorarea acestei reacţii prin capacitatea C_{ag}, se procedează la neutrodinarea montajului, soluţie frecvent utilizată şi care poate fi realizată cu un montaj foarte simplu. În figura 6.14, *b* este prezentată puntea de neutrodinare în *FI* pentru lanţul de *MF* la schema de principiu din figura 6.14, *a*, unde s-a ţinut seamă că filtrele pentru modulaţia de amplitudine L_4C_4 şi L_6C_6 şi condensatorul C_a se prezintă practic ca nişte scurtcircuite pentru frecvenţa semnalului de *MF*. În aceste condiţii, dacă puntea este echilibrată (adică dacă $C_{ag}C_e = C_{eg}C_{ca}$), montajul este neutrodinat, adică transferul de energie de la ieşire către intrarea amplificatorului de *FI* este compensat, datorită introducerii unei reacţii în c.a. prin circuitul de ecran al montajului.

D. STABILITATEA ÎN FUNCŢIONARE A AMPLIFICATOARELOR DE FRECVENŢĂ INTERMEDIARĂ

Un amplificator de frecvenţă intermediară este considerat stabil în condiţiile în care etajul nu oscilează pe o frecvenţă parazitară şi nici nu manifestă tendinţa de intrare în oscilaţie.

Dat fiind valoarea importantă a capacității de reacție internă C_R, asigurarea stabilității în funcționare a amplificatoarelor de *FI* cu tranzistoare este o problemă dificilă. Datorită existenței reacției interne, un tranzistor poate oscila spontan, fără să se aplice o reacție exterioară, în toată gama de frecvențe la care el este utilizabil, atunci cînd acesta are la intrare și ieșire rezistențe (impedanțe) care conduc la o amplificare de putere suficient de mare.

În cazul unor astfel de amplificatoare de *FI*, după cum se știe, tranzistorul este montat între două circuite acordate pe aceeași frecvență și care au la rezonanță impedanțe diferite. Aceste impedanțe scad cînd frecvența de lucru variază față de frecvența de acord f_0. În afară de aceasta, rezistența de intrare R_{in} și rezistența de ieșire $R_{ieș}$ ale tranzistorului variază cu frecvența, cu temperatura și cu tensiunea de alimentare. În aceste condiții, chiar în cazul amplificatoarelor neutrodinate (v. fig. 6.8), datorită variației parametrilor tranzistorului și toleranțelor elementelor R_N, C_N din rețeaua de neutrodinare, neutrodinarea montajului nu mai este atît de eficientă și combinarea nefavorabilă a elementelor care variază conduce la satisfacerea condiției de oscilație prin intermediul capacității de reacție C_R.

Ceea ce interesează în această situație este determinarea condițiilor în care tranzistorul rămîne stabil. Criteriul de stabilitate la funcționarea unui amplificator de *FI* trebuie să fie ușor de stabilit și să dea rezultate satisfăcătoare pentru determinările practice. Pentru a se asigura o funcționare stabilă a unui astfel de etaj trebuie satisfăcută relația :

$$[G_e + G_{11}]\,[G_s + G_{22}] = \gamma\,|y_{12}|\,|y_{21}|\cos(\varphi_{12} + \varphi_{21} - \varphi_2)\cos\varphi_2 \qquad (6.41)$$

unde :

G_e este conductanța admitanței Y_e a generatorului echivalent de la intrarea amplificatorului de *FI* $(Y_e = G_e + jB_e)$;

G_s — conductanța admitanței Y_s a sarcinii amplificatorului de *FI* $(Y_s = G_s + jB_s)$;

G_{11} — conductanța admitanței y_{11} a tranzistorului $(y_{11}=G_{11}+yB_{11})$;

G_{22} — conductanța admitanței y_{22} a tranzistorului $(y_{22}=G_{22}+jB_{22})$;

γ — factor de stabilitate;

y_{12} — remitanța tranzistorului $(y_{12} = G_{12} + jB_{12})$;

y_{21} — transmitanța tranzistorului $(y_{21} = G_{21} + jB_{21})$ și în care

$$\varphi_{12} = \text{arc tg}\,\frac{B_{12}}{G_{12}};$$

$$\varphi_{21} = \text{arc tg}\,\frac{B_{21}}{G_{21}};$$

$$\varphi_2 = \text{arc tg}\,\frac{B_{22} + B_s}{G_{22} + G_s}$$

Valorile recomandate pentru γ : 1—2,5.

Rezultă de aici că siguranța contra oscilațiilor este cu atît mai mare cu cît C_R este mai mic. La frecvența $f<f_\alpha$ stabilitatea pentru schema cu bază comună este de 3—10 ori mai mare decît în schema cu emitorul comun, aceasta datorită următoarelor motive :

— la $f < f_\alpha$ rezistența de intrare R_{in} în schema cu bază comună este mai mică decît în schema cu emitorul comun (de circa 5—10 ori);

— la toate frecvenţele capacitatea internă de reacţie C_r în schema cu baza comună este mai mică decît în schema cu emitorul comun (de circa 3—5 ori).

Necesitatea neutrodinării unui etaj amplificator *FI* rezultă din calculul factorului γ al tranzistorului neneutrodinat. Dacă $\gamma > 1$ nu este necesară neutrodinarea ; dacă $\gamma = 1/2...1$ se poate renunţa la neutrodinare, în condiţiile unei amortizări puternice a circuitelor acordate, adică lucrînd cu rezistenţe de sarcină mici (de ordinul zecilor de kiloohmi) ; dacă $\gamma < 1/2$ este necesar ca montajul să fie neutrodinat.

În cazul în care frecvenţa de lucru $f = (0,1 \ ... \ 0,3) f_\alpha$, pentru obţinerea unor performanţe cît mai bune ale unui etaj amplificator de *FI*, devine raţională folosirea schemei cu emitorul comun, cu toate că nici în acest caz neutrodinarea montajului nu poate fi evitată totdeauna. Atunci cînd frecvenţa de lucru $f = (0,7 \quad 1,2) f_\alpha$ schema cu baza comună, cu sau fără neutrodinare, se impune ca necesară. Din această cauză, astfel de montaje se întîlnesc în special la amplificatoarele utilizate pentru semnale *MF*.

Pentru un amplificator de *FI* cu tuburi electronice condiţia ca în acest etaj să nu existe oscilaţii parazite este exprimată de relaţia :

$$\omega_0 C_{ag} S R_{01}^2 < 2 \tag{6.42}$$

în care :

$\omega_0 = 2\pi f_0, f_0$ fiind frecvenţa de rezonanţă a circuitelor acordate ale amplificatorului de *FI* ;
C_{ag} — capacitatea anod-grilă a tubului electronic ;
S — panta tubului ;
R_{01} — rezistenţa la rezonanţă pe care o prezintă primarul transformatorului de *FI* montat în circuitul anodic al tubului amplificator şi considerat identic cu cel din circuitul de grilă.

În condiţiile în care primul membru al inegalităţii de mai sus are o valoare apropiată de 2, amplificatorul nu oscilează, însă are tendinţa de a intra în oscilaţie. Din această cauză, pentru a se obţine o bună stabilitate în funcţionare se prevede un factor de siguranţă mai mare.

Din relaţia de mai sus se observă că pentru frecvenţe intermediare coborîte, condiţia de stabilitate este mai uşor de îndeplinit.

Se impune de asemenea ca valoarea capacităţii parazite între grila şi anodul tubului să fie mică. Pentru tuburile pentode, obişnuite, utilizate în radioreceptoare pentru amplificatoarele de *FI*, ea este de cîteva miimi de picofarad.

În realitate însă această capacitate parazită este mult mai mare, datorită capacităţilor dintre piciorușele soclului tubului, dintre conexiunile ce fac legătura între circuitul oscilant de grilă şi cel anodic. Pentru înlăturarea acestor cuplaje nedorite circuitele de *FI* sînt introduse în blindaje, iar montajul este realizat cît mai raţional din punct de vedere constructiv.

Ţinînd seamă de faptul că amplificarea etajului este proporţională cu factorul SR_{01}, care este inclus în condiţia de stabilitate în funcţionare a amplificatorului de *FI*, este clar că o amplificare stabilă este limitată ; şi panta S poate crea tendinţe de instabilitate şi chiar de amorsare a oscilaţiilor, în condiţiile în care aceasta are o valoare ridicată. Într-adevăr, dacă factorul

care exprimă condiția de stabilitate nu are o valoare suficient de acoperitoare, amplificatorul poate intra în oscilație în cazul în care semnalul lipsește la intrarea radioreceptorului, sau se recepționează o emisiune cu un cîmp relativ mic la recepție, situație în care, din cauză că negativarea este nulă sau redusă, panta S capătă valori mari. Același amplificator poate funcționa stabil în cazul în care se recepționează emisiunile stației locale cînd, datorită dispozitivului de *RAA*, tensiunea de negativare este mare și panta se poate reduce la valoarea pentru care oscilația să înceteze.

Rezultă din cele analizate mai sus că în radioreceptoarele pentru semnale cu *MF*, lucrîndu-se cu o frecvență intermediară mare ($f_i = 10{,}7$ MHz), cu tuburi cu pantă mare și cu amplificări totale de valori ridicate, pericolul unei funcționări instabile este mai mare decît la radioreceptoarele pentru semnale cu *MA*.

D. INFLUENȚA PERFORMANȚELOR PIESELOR COMPONENTE ALE AMPLIFICATORULUI *FI* ASUPRA PERFORMANȚELOR RADIORECEPTORULUI

1. VERIFICAREA AMPLIFICATORULUI *FI*

Amplificatorul de *FI* reclamă următoarele verificări :

— verificări de continuitate a circuitelor cu radioreceptorul nealimentat ;

— verificarea regimului static de funcționare a tuburilor sau a tranzistoarelor ;

— verificarea în regim dinamic sau sub semnal.

Primele două verificări se fac potrivit indicațiilor date în capitolul 4, §*D* subpunctele *a*, *b*. Verificarea în regim dinamic sau sub semnal caracterizează amplificatorul de *FI* atît sub aspect cantitativ cît și calitativ.

Condițiile de măsurare a amplificatorului de *FI* se deduc din condițiile generale de verificare a sensibilității, selectivității, a distorsiunilor de neliniaritate a raportului semnal/zgomot și a stabilității la oscilații parazite.

În ipoteza că regimul static de funcționare al tuburilor și tranzistoarelor este fixat corect, atunci performanțele enumerate sînt nemijlocit legate de procesul de acord-aliniere ale etajelor de *FI*. Forma curbei de selectivitate și a curbei de „S" a detectorului de raport sintetizează performanțele enumerate.

2. INFLUENȚA PERFORMANȚELOR PIESELOR ASUPRA FUNCȚIONĂRII AMPLIFICATORULUI DE *FI*

a. Amplificatoare de FI—MA—MF cu tranzistoare

Ținînd seamă de varietatea mare de amplificatoare de *FI*, analiza se face pe o schemă mai complexă dată în figura 6.15.

R_1, R_2, R_3 (0,5 — 2 kΩ) sînt rezistențele de emitor ale tranzistoarelor T_3, T_2, T_1. Valori mai mari sau mai mici influențează stabilizarea termică a amplificatorului. În primul caz se realizează o stabilizare mai bună cu temperatura, dar în schimb cresc distorsiunile, iar în al doilea caz crește suprasolicitarea tranzistoarelor, inclusiv coeficientul de distorsiuni.

C_{17}, C_{18} (50—100 nF) sînt condensatoarele de decuplare a rezistențelor de emitor. Valori mai mari sau mai mici modifică amplificarea etajului și afectează caracteristica de frecvență.

C_1, C_8, C_{11}, C_{12} sînt condensatoarele de acord din transformatoarele de *FI — MF*. Valorile mai mari sau mai mici decît cele indicate de fabrica con-

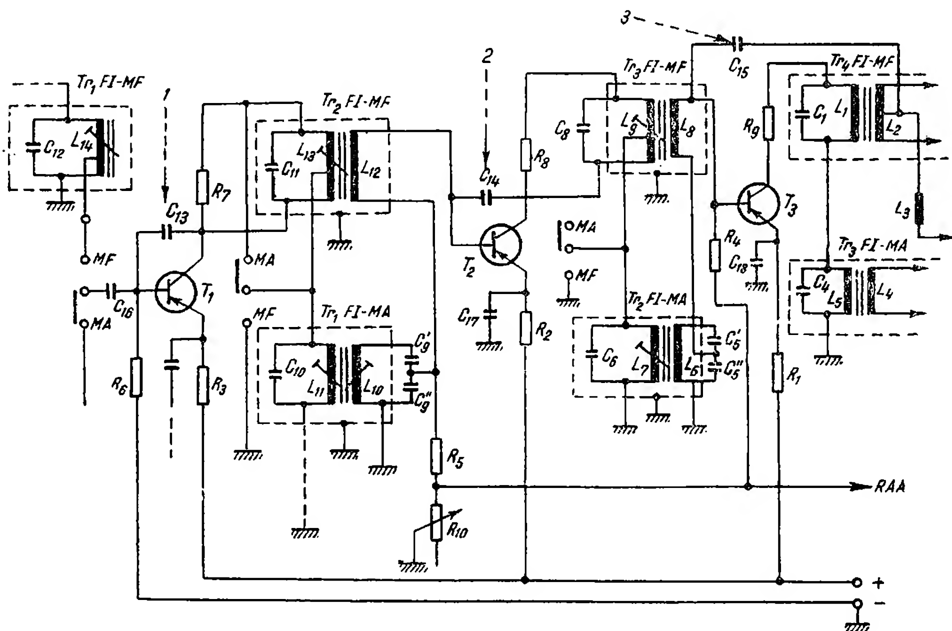


Fig. 6.15. Amplificator *FI—MA—MF* echipat cu tranzistoare.

structoare, cît și modificarea valorilor în timp, afectează negativ posibilitățile de reacordare și contribuie la micșorarea amplificării, a selectivității și creșterea coeficientului de distorsiuni de neliniaritate.

C_4, C_5', C_5'', C_6, C_9', C_9'', C_{10} sînt condensatoare de acord și adaptare a etajelor din transformatoarele *FI — MA*. Conectarea în serie a condensatoarelor C_5', C_5'' și C_9', C_9'' permite divizarea tensiunii de excitație la fel ca în cazul prizelor plasate pe înfășurările secundare ale transformatoarelor *FI— — MA* (fig. 6.9, *b*). Această soluție are ca efect amortizarea mai mică a etajelor *FI — MA*. Modificarea acestor valori afectează selectivitatea circuitelor *FI — MA*.

R_4, R_5 (3—10 kΩ) sînt rezistențele de polarizare a bazelor tranzistoarelor T_2 și T_3. Valori mai mici înseamnă o amortizare mai puternică a etajului *FI* și o amplificare mai mică, iar o valoare mai mare contribuie la creșterea distorsiunilor de neliniaritate.

R_6 (3—10 kΩ) este rezistența de polarizare a bazei lui T_1. O valoare mai mare micșorează tensiunea de polarizare. O valoare mai mică sporește pericolul de străpungere a joncțiunii bază-emitor. Și într-un caz și în altul cresc distorsiunile.

R_7, R_8, R_9 (100—600 Ω) sînt rezistențele de micșorare a efectului capacităților de colector asupra circuitelor acordate. Acest efect se manifestă la semnalele puternice și se traduce acustic printr-o pocnitură în difuzor (scă-

derea bruscă a nivelului de ieşire). O valoare mai mare a lor reduce amplificarea, iar o valoare mai mică conduce la fluctuaţii de amplificare, datorită dezacordării circuitelor la semnale cu nivel mare.

R_{10} (100—300 kΩ) este rezistenţa variabilă de dozare a tensiunii *RAA*. Valoarea acesteia se reglează pentru eficacitatea maximă a circuitului *RAA*.

C_{13}, C_{14}, C_{15} (puncte de control *1*, *2*, *3*) sînt condensatoarele de neutrodinare a etajelor pentru lanţul *MF*. Valori mai mari sau mai mici decît valorile trecute în schema de principiu afectează negativ curba de selectivitate. În primul caz scade amplificarea etajului, iar în cazul al doilea există pericolul de oscilaţie a amplificatorului *FI*. Controlul neutrodinării se face prin vizualizarea curbei de selectivitate la selectograf.

b. Amplificatoare de FI—MA—MF cu tuburi electronice

Analiza se referă la figura 6.16.

C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8, C_9 sînt condensatoarele de acord ale filtrelor de *FI — MA — MF*. Valori mai mari sau mai mici decît acelea indi-

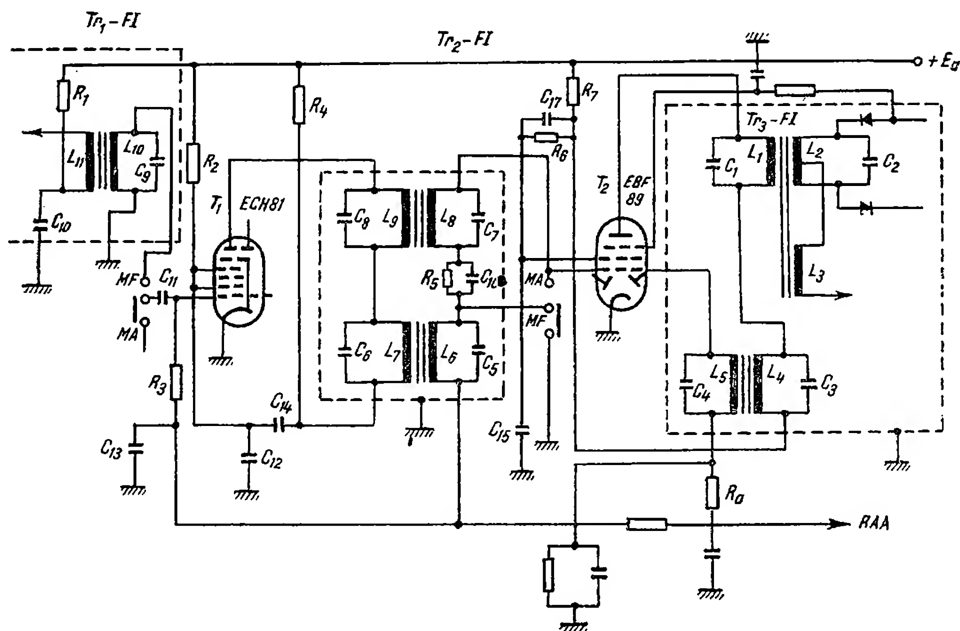


Fig. 6.16. Amplificator *FI—MA—MF* echipat cu tuburi electronice.

cate de fabrica constructoare afectează negativ posibilităţile de reacordare şi contribuie la micşorarea amplificării, a selectivităţii şi creşterea coeficientului de distorsiuni de neliniaritate.

C_{11} (100—300 pF) este condensatorul de cuplare a circuitelor de semnal din lanţul *MA* sau a etajului schimbător de frecvenţă din lanţul *MF*, la grila de comandă a tubului heptodă. O valoare mai mare favorizează apa-

riția oscilațiilor parazite, în ipoteza că inductanța parazită este mare. O valoare mai mică micșorează nivelul semnalului de intrare mai ales în gamele *UM* și *UL* în care reactanța capacitivă crește apreciabil.

R_2 (20—50 kΩ) este rezistența de alimentare a ecranului tubului T_1. O valoare mai mică pentru R_2 înseamnă putere mai mare disipată de grila ecran, putîndu-se astfel depăși valoarea admisibilă. O valoare mai mare pentru R_2 reduce amplificarea etajului.

C_{12} (2—50 nF) este condensatorul de decuplare a grilei ecran și de neutrodinare a etajului. O valoare mai mare pentru C_{12} înseamnă amplificare mai mare, anularea efectului de neutrodinare a tubului și îndeplinirea condițiilor de oscilație a etajului. O valoare mai mică reduce apreciabil reacția pe ecran și implicit amplificarea.

R_3 (0,5—2MΩ) este rezistența de grilă a tubului T_1. O valoare mai mică înseamnă amortizarea mai mare a circuitului de intrare pentru lanțul *MA* și amplificarea mai mică. O valoare mai mare favorizează moulația cu brum.

R_4 (0,5 —10kΩ) este rezistența de alimentare și de decuplare a tubului T_1 (partea heptodă). O valoare mai mare micșorează amplificarea, iar o valoare mai mică favorizează intrarea în oscilație a amplificatorului.

C_{14} (2—50 nF) este condensatorul de filtrare a tensiunii de alimentare și de neutrodinare a etajului pentru lanțul *MF*. Valoarea lui C_{14} este în interdependență cu C_{12}. O valoare mai mare sau mai mică mărește respectiv scade gradul de neutrodinare. În primul caz amplificarea scade, în cazul al doilea se ușurează condițiile de autooscilație pe *FI*.

R_5 (100—500 kΩ) și C_{16}(10—500 pF) alcătuiesc rețeaua de negativare și de limitare a etajului pentru lanțul *MF*. Efectul de suprimare a modulației de amplitudine parazită este maximă dacă constanta de timp R_5C_{16} este mai mare decît perioada frecvenței de modulație maxime (de aproximativ 10 ori mai mare decît perioada frecvenței de 20 kHz). O valoare mai mică pentru R_5 și C_{16} înseamnă reducerea constantei de timp, amortizarea mai mare a transformatorului Tr_2 — *FI* — *MF* și pătrunderea modulației parazite și a perturbațiilor în amplificatorul *AF*. O valoare mai mare pentru R_5 și C_{16} mărește constanta de timp și provoacă perturbații dacă semnalul util este însoțit de zgomote cu nivel mare.

R_6(40—100 kΩ), C_{15}, R_7 și C_{17} corespund ca valori și efecte cu R_2, C_{12}, R_4, C_{14}.

T_1, T_2 sînt tuburile amplificatorului *FI* — *MF*. Dacă circuitele primare ale transformatoarelor Tr_2 — *FI* — *MF* și Tr_3 — *FI*—*MF* se acordă cu capacitățile parazite ale montajului și ale tuburilor, atunci schimbarea tuburilor reclamă reacordarea circuitelor *FI*—*MF*.

Capitolul 7

LIMITATORUL DE AMPLITUDINE

A. GENERALITĂŢI

Limitatorul de amplitudine este un etaj caracteristic radioreceptoarelor cu *MF*. El are rolul de a suprima, înainte de a se ajunge la intrarea în demodulator, modulaţia parazită de amplitudine ce apare la undele modulate în frecvenţă, fie datorită perturbaţiilor, fie datorită etajelor amplificatoare din radioreceptor străbătute de acest semnal. În aceste condiţii apare evidentă importanţa limitatorului, deoarece numai realizîndu-se suprimarea modulaţiei parazite de amplitudine se poate beneficia de avantajele cunoscute ale emisiunilor cu *MF*.

În plus, limitatorul de amplitudine prezintă pentru un radioreceptor cu *MF* şi avantajul că face ca, de la un anumit nivel de semnal, puterea de ieşire să rămînă constantă, chiar dacă amplitudinea semnalelor ce se aplică radioreceptorului la intrare creşte în limite largi. Într-adevăr, limitatorul de amplitudine este un etaj care nu influenţează forma semnalelor ale căror niveluri la ieşire se află sub un anumit prag de limitare, ci păstrează numai un nivel constant la ieşire pentru orice valoare a semnalului de la intrare ce duce la depăşirea pragului de limitare.

În figura 7.1 este prezentat principial modul în care are loc limitarea de amplitudine. Limitatorul transmite fără modificări la ieşire semnalele

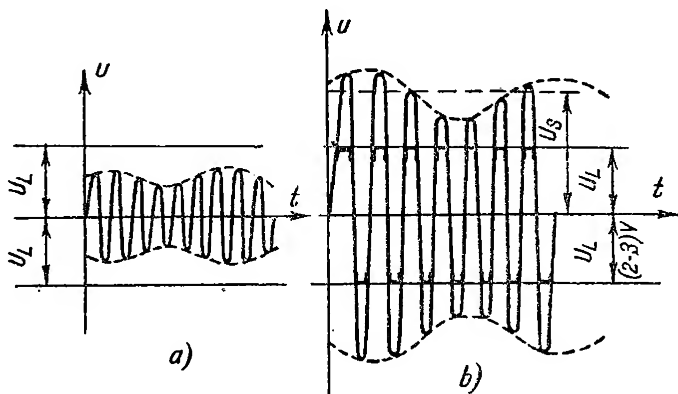


Fig. 7.1. Limitarea de amplitudine:

a – semnal sub pragul de limitare U_L; b – semnal ce depăşeşte pragul de limitare şi forma undei de limitare.

care au tensiunea mai mică sau cel mult egală cu tensiunea U_L care reprezintă pragul de limitare (fig. 7.1, *a*). În cazul semnalelor care depășesc tensiunea U_L, limitatorul suprimă tot ceea ce trece peste pragul de limitare, la ieșire obținîndu-se o tensiune fără *MA* (fig. 7.1, *b*). Acesta este cazul cel mai avantajos de funcționare al unui etaj limitator. Rezultă de aici că pentru eliminarea completă a modulației parazite de amplitudine, nivelul U_S al purtătoarei semnalului ce se aplică etajului limitator trebuie să aibă cel puțin valoarea

$$U_S = \frac{U_L}{1 - m}, \tag{7.1}$$

unde :

U_L este tensiunea limitată a pragului de limitare;

m — gradul de modulație parazită de amplitudine.

Aceasta impune ca amplificarea în etajele de *FI* să fie în așa fel aleasă, încît cel mai mic nivel de semnal aplicat la intrarea radioreceptorului să fie amplificat cel puțin pînă la nivelul de prag U_L stabilit.

Cele mai obișnuite tipuri de limitatoare de amplitudine sînt amplificatorul limitator, utilizat în aparatele de recepție înaintea demodulatorului de frecvență, și montajul de limitare prin *RAA*.

B. AMPLIFICATOARE LIMITATOARE CU TRANZISTOARE

Amplificatorul limitator cu tranzistor (fig. 7.2, *a*) permite o limitare a curentului și a tensiunii de colector atît pentru alternanțele pozitive, cît și pentru cele negative. Într-adevăr, urmărind caracteristica dinamică în planul i_C, u_{CE} (dreapta *AB* din fig. 7.2, *b*) se poate observa ușor procesul de limitare.

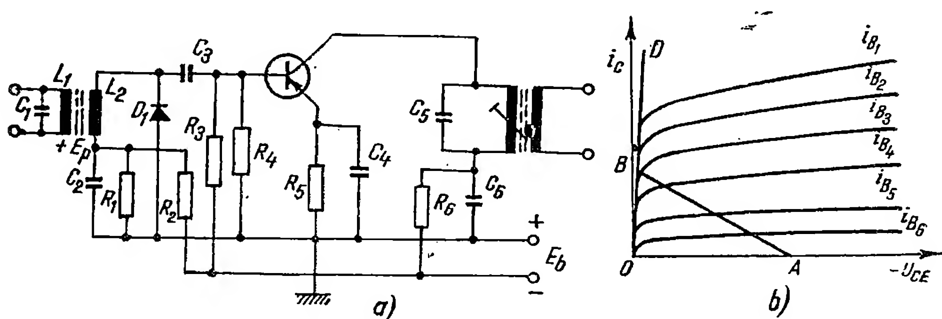


Fig. 7.2. Amplificator limitator cu tranzistor :
a — schema de principiu ; *b* — caracteristicile statice $i_C = f(U_{CE})$.

Astfel, în partea superioară caracteristica dinamică este limitată de dreapta *OD* (limitarea curentului de colector datorită saturației la tensiuni de colector reduse), iar în partea de jos de axa orizontală (limitare prin tăierea curentului de colector).

Limitatorul cu tranzistor prezintă avantajul că limitarea se face la un nivel mic, cu atît mai redus cu cît tensiunea de alimentare a colectorului

este mai mică. Dezavantajul unui astfel de montaj este că, odată cu variația nivelului semnalului aplicat la baza tranzistorului se modifică și valoarea medie a capacității de intrare a tranzistorului, și se produce dezacordarea circuitului rezonant de la intrare. În cazul în care, din cauza redresării tensiunii de înaltă frecvență produsă între bază și emitor, se modifică tensiunea de polarizare a bazei, variația capacității de intrare a tranzistorului devine și mai importantă.

Pe de altă parte, pentru semnale mari aplicate la intrare, amplitudinea semnalului din circuitul de colector poate deveni mai mare decît tensiunea continuă de alimentare a acestuia și din această cauză se poate întîmpla ca în circuitul de colector curentul să-și schimbe sensul, ceea ce face ca funcționarea să devină nesatisfăcătoare.

În plus, în montajele cu circuite acordate la intrare și ieșire, funcționarea este instabilă la semnale mari, aceasta datorită reacției dintre ieșirea și intrarea tranzistorului atunci cînd circuitul de intrare, fiind puțin dezacordat, se comportă inductiv. Acest inconvenient poate fi înlăturat fie prin utilizarea de circuite de cuplaj rezonante, fie prin introducerea unei diode între bază și emitor (D_1 din fig. 7.2, *a*) pentru limitarea alternanțelor negative ale tensiunii aplicate. Fixarea pragului de limitare dorit se realizează prin utilizarea divizorului rezistiv R_1, R_2 care stabilește diodei D_1 o polarizare inițială E_p. În aceste condiții dioda D_1 nu limitează alternanțele pozitive și negative ale semnalelor a căror amplitudine este mai mică decît E_p. Dioda se deschide și limitează numai alternanțele negative ale semnalelor a căror amplitudine depășește tensiunea de polarizare E_p. Pentru decuplarea la masă a rezistenței R_1, din punctul de vedere al semnalului de *FI* este utilizat condensatorul C_2.

C. AMPLIFICATOARE LIMITATOARE CU TUBURI ELECTRONICE

Amplificatoarele limitatoare cu tuburi electronice, utilizate de asemenea pentru limitarea amplitudinii semnalului *MF*, sînt realizate pe baza următoarelor metode :

— prin reglajul automat al tensiunii de negativare a grilei (limitare de grilă);

— prin limitarea curentului anodic (limitare anodică);

— prin limitare simultană (sînt combinate în aceeași schemă ambele tipuri de limitări).

1. LIMITARE DE GRILĂ

În figura 7.3 este prezentată schema de principiu a unui astfel de limitator. Montajul reprezintă un etaj amplificator de *FI*, la care efectul de limitare se realizează pe seama negativării variabile care ia naștere la bornele rezistenței R_g și a condensatorului C_g. Cînd nu se aplică nici un semnal la intrarea limitatorului, în circuitul de grilă nu există nici o negativare. La apariția pe grila tubului electronic a unui semnal de *FI*, în decursul alternanțelor care pozitivează grila, începe să treacă un curent pulsatoriu prin spațiul grilă-catod și prin rezistență, curent care dă naștere unei tensiuni de negativare la bornele rezistenței R_g. Mărimea acestei

tensiuni de negativare depinde de mărimile elementelor R_g C_g şi, ceea ce este cel mai important, depinde de amplitudinea semnalului aplicat. Dacă amplitudinea semnalului creşte, negativarea creşte şi din această cauză amplificarea etajului scade, ceea ce demonstrează efectul de limitare al etajului.

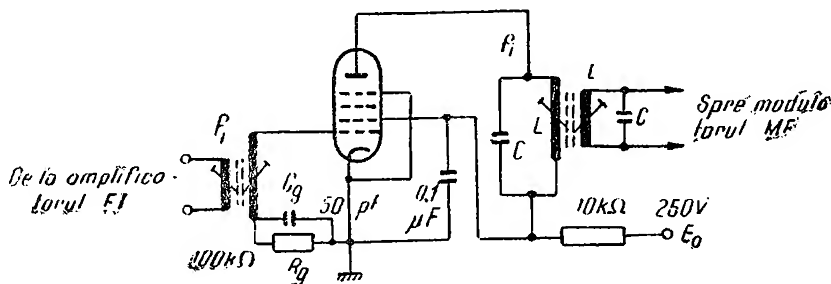


Fig. 7.3. Limitator de amplitudine cu limitare de grilă.

Analizînd procesul de limitare pe caracteristicile i_a — U_g ale tubului electronic (fig. 7.4), se observă că, datorită polarizării variabile din circuitul de grilă, care urmăreşte îndeaproape valoarea de vîrf a semnalelor aplicate în circuitul de intrare, vîrfurile semnalelor aproape se aliniază, producînd în acest fel în circuitul anodic impulsuri de înălţime practic constantă. Acest curent în impulsuri este format dintr-o fundamentală şi o serie de armonici, însă, cum circuitul anodic al limitatorului este acordat pe fundamentală (circuitul de sarcină LC din fig. 7.3 este acordat pe frecvenţa intermediară a radio-receptorului, la fel ca şi filtrul de bandă de la intrare), numai curentul de FI va produce la ieşire o tensiune, armonicile fiind suprimate de acest filtru. Rezultă de aici că, deşi semnalul la intrare suferă variaţii importante de amplitudine, tensiunea la ieşirea limitatorului este de amplitudine constantă, fundamentala impulsului de curent avînd, ca şi impulsul, aproximativ aceeaşi valoare.

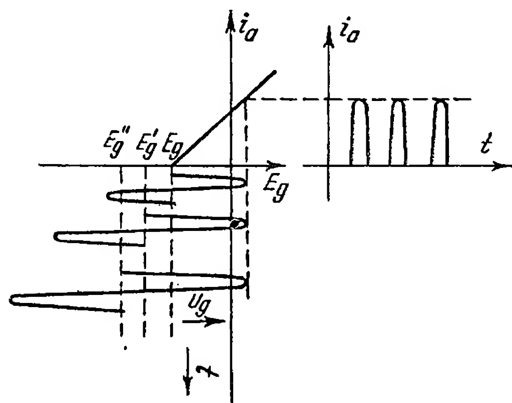


Fig. 7.4. Explicarea limitării de grilă.

O importanţă deosebită în buna funcţionare a limitatorului de grilă o are constanta de timp a grupului R_gC_g din circuitul de grilă, care se alege după aceleaşi criterii ca şi la montajele de detecţie, valorile medii recomandate fiind cuprinse între 1,25 şi 4 μs. Deosebirea între montajul limitator pe grilă şi etajul detector constă în aceea că primul are o sarcină formată dintr-un circuit acordat, conectat în circuitul anodic, iar cel de-al doilea are o sarcină formată dintr-o rezistenţă şi o capacitate.

În cazul tuburilor pentode caracteristicile dinamice ale curentului anodic, în funcţie de tensiunea la grilă, prezintă o regiune de saturaţie pentru tensiuni de grilă pozitive şi chiar mai mici decît zero (fig. 7.5). Această saturaţie a curentului anodic are loc atît din cauza cotului pe care-l prezintă caracteristicile anodice ale pentodelor, cînd tensiunea anodică este inferioară celei de ecran, cît şi din cauza suprapunerii acestor curbe în regiunea tensiunilor anodice mici.

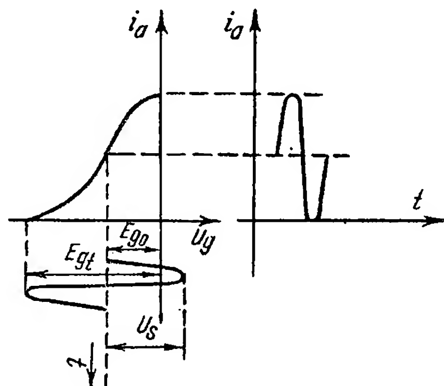


Fig. 7.5. Explicarea principiului la limitarea anodică.

Analizînd figura 7.5 se observă că limitarea curentului anodic în partea superioară este mai accentuată decît în cazul limitării de grilă, în cazul limitării anodice forma alternanţei de curent devenind trapezoidală. De asemenea, datorită tăierii curentului anodic, oscilaţiile sînt limitate şi în partea inferioară, aceasta fiind echivalent cu reducerea pantei dinamice S, atunci cînd amplitudinea tensiunii la grilă creşte. În acest fel are loc limitarea amplitudinii fundamentalei curentului anodic.

Pentru realizarea unui astfel de limitator, tensiunea de alimentare a anodului se ia de 20—40 V, iar pentru a reduce valoarea tensiunii la grila de comandă, pentru care are loc tăierea curentului anodic, se micşorează în mod corespunzător tensiunea de ecran la circa 30 V. Într-adevăr, tensiunea de tăiere E_{gt} (fig. 7.5) este egală cu $\frac{U_{g2}}{\mu_{g2}}$, în care U_{g2} este tensiunea de ecran şi μ_{g2} este factorul de amplificare al grilei de comandă faţă de ecran. Rezultă deci că în acest fel se reduce pragul de limitare la valoarea dorită, însă totodată este redusă şi panta tubului, deci şi amplificarea etajului.

Pentru păstrarea unei tensiuni de ecran constantă se realizează alimentarea acestei grile printr-un divizor potenţiometric astfel ales încît prin rezistenţa R_{e1} să circule un curent de circa 10 ori mai mare decît i_{g2} (fig. 7.6).

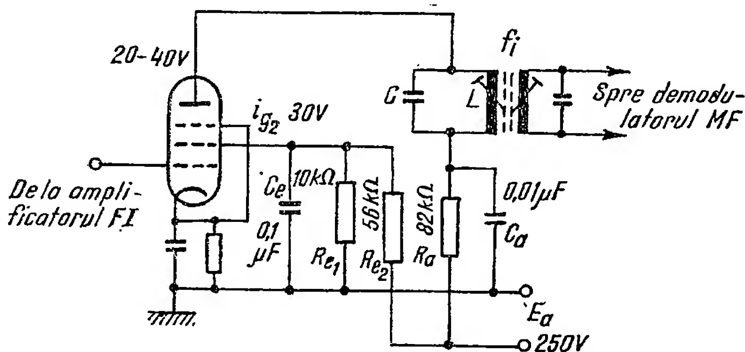


Fig. 7.6. Limitator cu limitare anodică.

În acest fel variațiile de curent anodic și de ecran, datorită modificării tensiunii de negativare, nu influențează tensiunea de ecran, valoarea ei fiind determinată de căderea de tensiune la bornele rezistenței R_{e1}.

În scopul evitării producerii unei modulații de amplitudine din cauza variației tensiunilor de ecran și de anod, datorită variației frecvenței instantanee a semnalului modulator *MF* ce urmează să fie limitat în amplitudine, este necesar să fie realizate decuplări pentru frecvență joasă cu condensatoare de valori ridicate (0,1 — 0,5 μF), prevăzute în paralel cu condensatoare de mică valoare pentru decuplarea în frecvență intermediară.

3. LIMITAREA SIMULTANĂ DE GRILĂ ȘI ANODICĂ

Schema de principiu a unui limitator cu limitare de grilă și limitare anodică este prezentată în figura 7.7, *a*. Reducerea și stabilizarea tensiunii de alimentare a ecranului se face cu ajutorul divizorului rezistiv R_{e1}, R_{e2}, iar reducerea tensiunii anodice, cu ajutorul rezistenței R_a. Pentru a evita producerea unei modulații parazite de amplitudine din cauza variațiilor tensiunilor anodice și de ecran, condensatoarele de decuplare C_e și C_a sînt alese de valori ridicate (0,1 —0,5 μF).

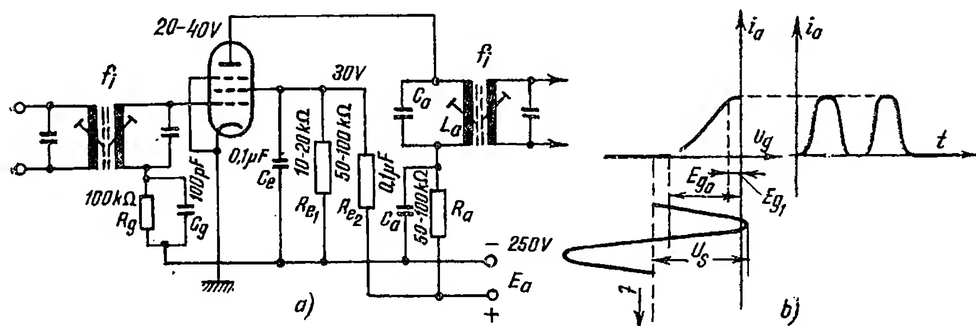


Fig. 7.7. Limitator cu limitare de grilă și anodică:
a — schema de pri iu; *b* — modul de lucru al limitării de grilă și anodice.

Asocierea limitării de grilă cu cea anodică permite obținerea unei limitări mai eficace a semnalului recepționat, atît la alternanțele pozitive, cît și la alternanțele negative ale tensiunii la grilă. Prin limitare, oscilațiile curentului anodic iau forma unor impulsuri trapezoidale sau dreptunghiulare (fig. 7,7. *b*), aceasta în condițiile în care amplitudinea semnalului aplicat la grila limitatorului este de valoare ridicată și trecerile de la coturile de sus și jos ale caracteristicii dinamice de grilă sînt mai repezi. Forma dreptunghiulară a impulsului permite o eliminare mai eficace a modulației de amplitudine, deoarece în aceste condiții semnalele care se obțin la ieșirea din limitator sînt de amplitudine constantă.

În figura 7.8 este prezentată caracteristica de limitare (tensiunea de la ieșirea limitatorului $U_{ieș}$ în funcție de tensiunea de la intrarea sa U_{in}), pentru cazul unui amplificator limitator alimentat cu o tensiune de anod și de ecran coborîtă.

Pe aceeași caracteristică este prezentat totodată și mecanismul limitării. Se observă că la semnale de intrare care sînt sub pragul de limitare (exemplu U_{S1}) modulația parazită de amplitudine (U_{m1}) este redată integral la ieșire. Numai după ce semnalul de intrare (exemplu U_{S3}) depășește pragul de limitare, modulația parazită de amplitudine este complet suprimată. Trebuie precizat faptul că numai o alegere corespunzătoare a tensiunilor de alimentare asigură o caracteristică de limitare optimă.

În ceea ce privește influența rezistenței de grilă asupra caracteristicii limitatorului (v, R_g din fig. 7.7, *a*), se menționează că mărirea ei peste valorile acceptate are ca efect scăderea tensiunii de la ieșire în funcție de creșterea tensiunii de la intrare, datorită creșterii tensiunii de negativare.

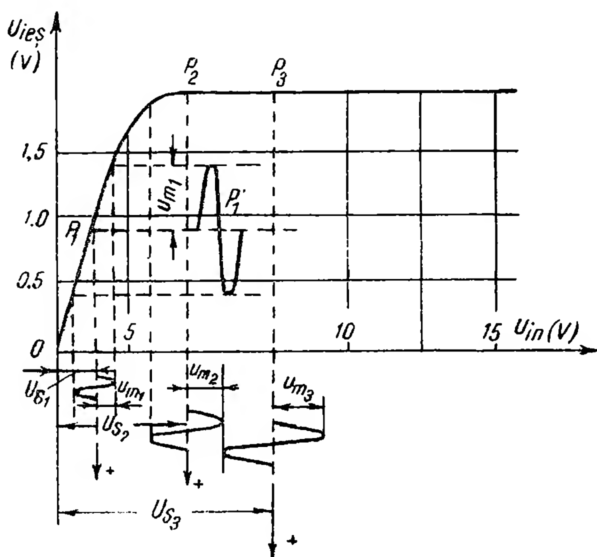


Fig. 7.8. Curba tensiunii de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare, la un amplificator limitator.

Amplificarea unui etaj limitator este mică, circa 2 —3, iar pragul de limitare este de aproximativ 1 —3 V. Uneori, pentru o limitare mai eficace, se utilizează un limitator format din două etaje montate în cascadă, schemă care însă este întîlnită destul de rar în montajele practice.

4. LIMITAREA PRIN REGLAJUL AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII

La receptoarele cu *MA* reglajul automat al amplificării are rolul de a regla automat amplificarea în etajele de *RF* și *FI*, astfel încît purtătoarea la intrarea în detector să rămînă cît mai constantă, atunci cînd semnalul de *RF* de la intrarea în receptor are variații importante de amplitudine.

În mod similar, la radioreceptoarele *MF* tensiunea variabilă obținută la bornele rezistenței R_g (v. 7.7, *a*), luată prin filtre convenabile, poate fi aplicată în amplificatoarele *FI*, cu efect de reacție negativă asupra modu-

lației de amplitudine a semnalului. Principiul de funcționare este următorul : cînd, datorită modulației parazite de amplitudine, crește amplitudinea semnalului la intrarea limitatorului, crește și tensiunea la bornele rezistenței R_g și deci negativarea aplicată etajelor amplificatoare *FI —MF* din radioreceptor controlate prin *RAA*. Scade, deci, amplificarea pe etaje, adică se reduce modulația parazită de amplitudine. Sistemul are însă o eficiență redusă și se utilizează numai împreună cu un etaj limitator, asigurîndu-se în acest fel o caracteristică totală de limitare mai bună.

D. INFLUENȚA PERFORMANȚELOR PIESELOR COMPONENTE ALE ETAJULUI LIMITATOR DE AMPLITUDINE ASUPRA RADIORECEPTORULUI

1. VERIFICAREA ETAJULUI

Acesta se verifică conectînd la ieșirea etajului un osciloscop, iar la intrarea radioreceptorului un generator de *RF* modulat cu posibilitate de reglare a nivelului de ieșire. Pentru semnalele *MA* se verifică tensiunea *RAA* cu ajutorul unui milivoltmetru electronic de c.c. cu rezistență de intrare mai mare de 20 MΩ. Pentru circuitul *RAA* este necesar să se verifice și eficacitatea acestuia. Pentru aceasta se aleg frecvențele din grupa a III-a (tabela 19.2) și nivelul de intrare corespunzător la 100 dB sau 100 mV, respectiv 100 mV/m. Semnalul se aplică la intrarea radioreceptorului după indicațiile date în capitolul 19. La ieșirea radioreceptorului se conectează wattmetrul de ieșire. Se poziționează potențiometrul de volum pentru a obține la ieșire puterea standard de ieșire sau 0,1 P_n(P_n =puterea nominală). Se reduce tensiunea de la intrarea de 10, 20 —100, 1 000 ori (în funcție de clasa radioreceptorului) și se calculează variația nivelului de intrare cu formula :

$$N_{int} = 20 \log \frac{U_1}{U_2}$$

pentru $U_1 = 100$ mV și $U_2 = 1$ mV, rezultă :

$$N_{int} = 20 \log \frac{100}{1} = 40 \text{ dB}.$$

La această variație a nivelului de intrare puterea la ieșire variază, de exemplu, de la 0,1 P_n la 0,025 P_n sau, în decibeli :

$$N_{ieș} = 10 \log \frac{0{,}1\ P_n}{0{,}025\ P_n} = 6 \text{ dB}.$$

Cu cît diferența dintre N_{int} și $N_{ieș}$ este mai mare, cu atît eficacitatea circuitului de *RAA* este mai bună. Dacă această diferență este mică, înseamnă că s-a produs un defect în circuitul de *RAA*.

2. INFLUENȚA PERFORMANȚELOR PIESELOR ASUPRA ETAJULUI LIMITATOR

a. Etaj limitator cu tranzistoare

Analiza se referă la schema dată în figura 7.2.

R_3, R_4, R_5, C_4, R_6, C_6 sînt elemente de circuit care asigură polarizarea bazei, stabilizarea cu temperatura și filtrul pentru tensiunea de alimentare. Rolul acestor piese a fost prezentat în capitolele 3 și 4.

D_1 este dioda care asigură o funcționare stabilă a montajului la semnale mari prin limitarea alternanței negative.

R_1, R_2 constituie un divizor rezistiv prin care dioda D_1 este polarizată în mod convenabil. Creșterea rezistenței R_2 și micșorarea lui R_1 are ca efect micșorarea pragului de limitare. Micșorarea lui R_2 și creșterea lui R_1 are ca efect creșterea pragului de limitare.

C_2 este condensatorul de decuplare la masă a rezistenței R_1. O valoare mai mare nu afectează funcționarea. O valoare mai mică influențează sensibilitatea etajului.

b. Etaje limitatoare cu tuburi electronice

● **Etaj cu limitator de grilă.** Analiza se referă la schema din figura 7.3.

R_g (100 kΩ) și C_g (50 pF) reprezintă grupul de negativare a etajului în trezența semiperioadelor pozitive ale semnalului. Constanta de timp R_gC_g trebuie să fie cuprinsă între 1,25 și 4 μs. Valori diferite pentru R_g și C_g modifică tensiunea de negativare și implicit funcționarea etajului limitator.

● **Etaj cu limitare anodică.** Analiza se referă la schema dată în figura 7.6.

R_a, C_a reprezintă filtrul de alimentare cu tensiune anodică a tubului. Rolul și semnificația acestor piese au fost prezentate în capitolele 3 și 4.

R_{e1}, R_{e2} formează un divizor rezistiv pentru alimentarea cu tensiune constantă a grilei ecran. Modificarea valorilor acestor rezistențe are efecte negative asupra funcționării etajului.

C_e(0,1 — 0,5 μF) este condensatorul de decuplare a ecranului. O valoare mai mică are ca efect prezența unei modulații parazite de amplitudine din cauza variațiilor tensiunii de ecran. O valoare mai mare nu afectează funcționarea etajului.

● **Etaj cu limitare de grilă și anodică.** Analiza se referă la schema dată în figura 7.7.

R_g, C_g , R_{e1}, R_{e2}, C_e, R_a, C_a au același rol și aceeași semnificație cu elementele de circuit prezentate în figurile 7.3 și 7.6.

Capitolul 8

DEMODULATORUL

A. GENERALITĂŢI

Informaţia purtată de un semnal de *RF*, modulat fie în amplitudine, fie în frecvenţă, este separată la recepţie din acest semnal prin aşa-numitul *proces de demodulare*, realizat în etajul demodulator.

Etajul demodulator este montat în radioreceptor între amplificatorul de *FI* şi cel de audiofrecvenţă. În funcţie de tipul de modulaţie al semnalului de radiofrecvenţă, este realizată şi structura demodulatorului. Din acest punct de vedere se deosebesc două tipuri de demodulatoare : *pentru semnale modulate în amplitudine şi pentru semnale modulate în frecvenţă.*

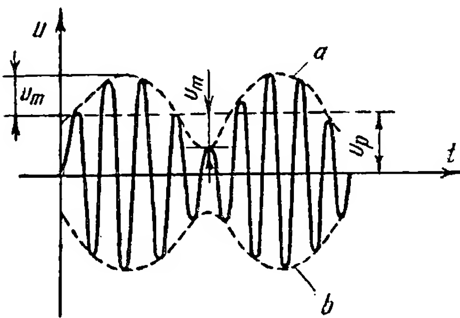


Fig. 8.1. Semnal de *RF* modulat în amplitudine.

Ţinînd seamă de structura semnalului de *RF* modulat în amplitudine (fig. 8.1) :

$$u = U_u\,(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_p t, \quad (8.1)$$

unde :

U_p este amplitudinea purtătoarei de *RF* ;

m — gradul de modulaţie, exprimat prin raportul între amplitudinea semnalului modulator U_m şi $U_p\left[m = \frac{U_m}{U_p}\right]$;

$\omega_m = 2\pi f_m$, unde f_m este frecvenţa semnalului modulator de audiofrecvenţă ;

$\omega_p = 2\pi f_p$, unde f_p este frecvenţa semnalului de *RF* ;

se observă că un astfel de semnal are amplitudinea proporţională cu mărimea semnalului modulator de audiofrecvenţă şi că forma curbei înfăşurătoare (*a*, *b* din fig. 8.1) reproduce acest semnal modulator.

Cum înfăşurătoarea pozitivă a semnalului modulator (*a* din fig. 8.1) ste în opoziţie de fază cu înfăşurătoarea negativă a semnalului modulator e*b* din fig. 8.2), rezultă că pentru demodulare este necesar să fie utilizat un dispozitiv care, fie să disimetrizeze semnalul *RF*, fie să elimine una dintre înfăşurători. Acest dispozitiv trebuie să aibă deci, fie o conducţie diferită în cele două sensuri de lucru, fie o conducţie unilaterală.

În cazul semnalelor cu modulație de frecvență :

$$u = U_p\left(\cos \omega_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m\right) \tag{8.2}$$

unde Δ_f este deviația maximă de frecvență a semnalului modulator (restul parametrilor avînd semnificațiile menționate pentru un semnal *RF* cu *MA*) ; se observă că semnalul modulator se găsește în variația frecvenței semnalului de *RF*. În acest caz, pentru demodularea unui astfel de semnal, se impune ca etajul demodulator să dispună de posibilitatea ca la o variație a frecvenței semnalului modulator să corespundă la ieșire o variație proporțională a tensiunii de audiofrecvență, iar sensul de creștere și de scădere al celor două mărimi să fie același.

Indiferent de tip, etajul demodulator trebuie să satisfacă în funcționarea sa o serie de cerințe:

— *factorul de transfer să fie cît mai mare.* Cu excepția unor etaje amplificatoare care îndeplinesc și funcția de demodulare, etajul demodulator nu amplifică semnalul, ci numai îl transformă, această transformare făcîndu-se cu un anumit grad de eficiență. Această eficiență este exprimată printr-un factor de transfer K_d. Pentru semnalele *RF* — *MA*, K_d reprezintă raportul

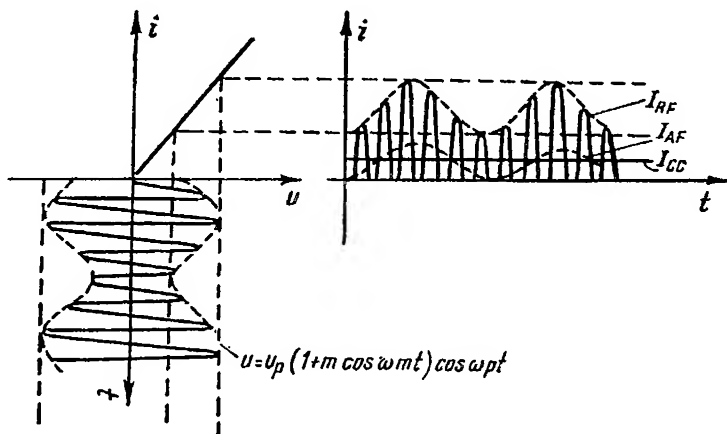


Fig. 8.2. Demodularea liniară cu dispozitiv cu conducție unilaterală.

dintre amplitudinea U_{AF} a tensiunii de audiofrecvență obținută la ieșirea demodulatorului și amplitudinea semnalului modulator $U_m = mU_p$, adică :

$$K_d = \frac{U_{AF}}{U_m} = \frac{U_{AF}}{mU_p}. \tag{8.3}$$

Pentru semnalul *RF* —*MF* factorul de transfer se exprimă prin condiția ca pentru o anumită deviație de frecvență aplicată la intrarea demodulatorului să se obțină la ieșirea acestuia o tensiune U_{AF} cît mai mare :

— *distorsiunile din etajul demodulator să fie cît mai mici* ;

— *să nu deranjeze funcționarea normală a etajelor între care este conectat și să nu aibă nevoie de nivele de intrare mari*, adică să nu necesite amplificări de valori ridicate de la etajele montate înaintea demodulatorului ;

— *consumul de energie al demodulatorului, datorat rezistenței de intrare al acestui etaj, să fie minim*, aceasta în scopul ca etajele anterioare demodulatorului să nu fie prea amortizate ;

— *la ieșirea demodulatorului tensiunea reziduală de FI, existentă în structura semnalului modulat să fie cît mai mică.*

B. DEMODULATOARE PENTRU SEMNALE MODULATE ÎN AMPLITUDINE

Etajul demodulator utilizat pentru separarea informației de *AF* din semnalul modulat în amplitudine se numește *etaj detector.*

Dispozitivele utilizate pentru detecția semnalelor cu *MA* pot fi : diode (semiconductoare, sau cu vid), tranzistoare sau tuburi electronice. Montajul cel mai frecvent utilizat în prezent în practică este cel cu diodă semiconductoare. Pentru semnale mari o astfel de diodă are o caracteristică de forma celei prezentate în figura 8.2, adică o caracteristică ideală. Această caracteristică permite suprimarea uneia dintre alternanțele semnalului modulat. Se obține astfel un semnal de înaltă frecvență I_{RF} a cărei valoare medie nu mai este nulă ca în cazul semnalului simetric, ci ca rezultat al demodulării, are o valoare determinată, datorită disimetrizării sale față de axa timpului. Rezultă de asemenea un curent continuu I_{cc}, a cărui mărime crește și scade odată cu înfășurătoarea și o componentă de audiofrecvență I_{AF}, care reprezintă informația propriu-zisă, separată prin procesul demodulării (fig. 8.2). Pentru semnale mici caracteristica diodei are, în jurul originii, aproximativ forma unei parabole (fig. 8.3), caracteristică ce de asemenea permite, datorită conductanței diferite în cele două sensuri, disimetrizarea undei modulate și deci realizarea detecției. Este de menționat faptul că acest tip de detecție

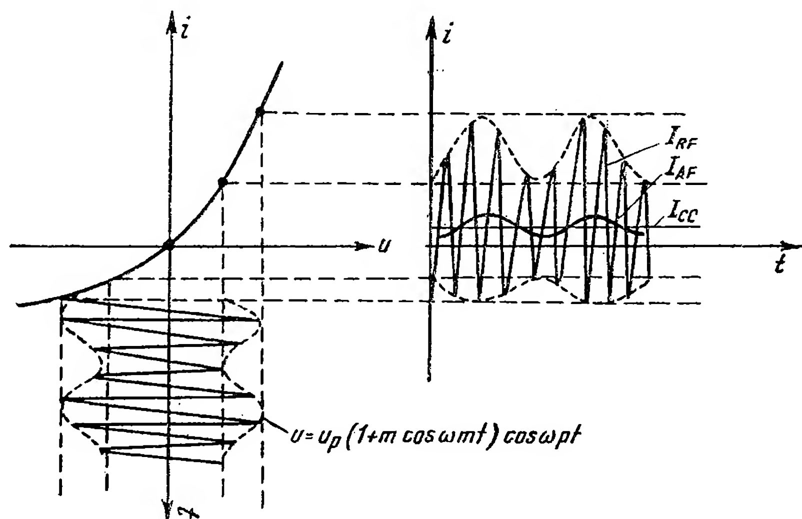


Fig. 8.3. Caracteristică parabolică utilizată pentru demodularea semnalului cu *MA*.

are o eficiență mai scăzută decît cel din cazul ideal (v. fig. 8.2). Un alt dezavantaj întîlnit în cazul detecției realizat cu o carcateristică curbă (detecție parabolică) este producerea distorsiunilor de amplitudine. Rezultă de aici că este avantajos ca semnalul aplicat elementului detector să fie suficient de mare, pentru ca în acest fel să poată fi utilizată porțiunea liniară a detectorului, adică să se realizeze o detecție liniară.

1. TIPURI DE DETECTOARE PENTRU DEMODULAREA SEMNALELOR CU *MA*

a. Detectorul serie

Cel mai simplu etaj detector este cel cu sarcină rezistivă (fig. 8.4). Elementul cu caracteristică neliniară D i se aplică tensiunea de RF, care trebuie detectată, tensiunea de detecție U_d fiind obținută la bornele rezistenței de sarcină R_d. Această rezistență trebuie să fie cît se poate de mare față de rezistența de conducție a diodei D, pentru a prelua o parte cît mai mare din tensiunea semnalului, între rezistența diodei în sensul de conducție R_i și cea de detecție formîndu-se un divizor de tensiune. Tensiunea u_a (fig. 8.4) trebuie să aibă totuși o valoare suficient de mare pentru ca detecția să fie liniară. În același timp, rezistența R_d trebuie să fie cu mult mai mică decît rezistența inversă a diodei, deoarece în caz contrar efectul de semiconductor al diodei ar fi mult redus, iar raportul între rezistența întregului circuit la conducție și la blocare s-ar apropia cu mult de unitate.

Așa după cum s-a prezentat în figura 8.2, după detecția liniară impulsurile de curent își păstrează forma semisinusoidală, dar amplitudinea lor este variabilă, întocmai ca și amplitudinea oscilației modulate aplicate. La bornele rezistenței de sarcină acest curent dă naștere unui semnal de RF, unui semnal de AF și unei componente de curent continuu. Componentele de RF sînt obținute la trecerea purtătoarei și a armonicilor sale prin elementul detector. Componenta de AF reproduce înfășurătoarea undei modulate și ea reprezintă variațiile valorii medii a semnalului detectat.

Componenta continuă este reprezentată prin valoarea constantă și diferită de zero față de care variază valoarea semnalului detectat. Ea nu depinde de gradul de modulație, ci numai de nivelul purtătoarei, din care cauză acest semnal este utilizat în radioreceptor pentru reglajul automat al amplificării (RAA).

Schema de demodulare cu sarcină rezistivă din figura 8.4 este simplă, însă prezintă două mari dezavantaje : are factor de transfer K_d al tensiunii redus și tensiunea reziduală de FI la ieșire este foarte mare.

Într-adevăr în montajul din figura 8.4, valoarea medie a semnalului la ieșire este redusă, ea reprezentînd media sumei jumătăților de sinusoide detectate, ceea ce face ca factorul de transfer K_d să fie de ordinul a 0,3. În plus, acest montaj mai are și dezavantajul că nu dispune de nici un fel de circuit pentru

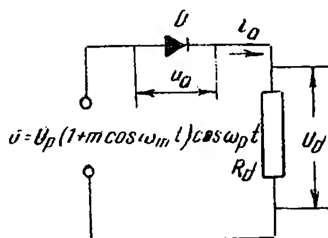


Fig. 8.4. Schema de principiu a unui etaj detector cu sarcină rezistivă.

reducerea la ieşire a nivelului semnalului de *FI*. Pentru îmbunătăţirea factorului de transfer, în paralel cu rezistenţa de sarcină R_d, se adaugă un condensator (fig. 8.5, *a*), care reduce totodată şi nivelul semnalului de *FI* pe sarcina de detecţie.

În ceea ce priveşte alegerea valorilor lui R_d şi C_d, acestea trebuie să fie suficient de mari în comparaţie cu perioada semnalului *FI* aplicat, adică :

$$C_d R_d = \frac{1}{2\pi f_i} = \frac{1}{\omega_i} \tag{8.4}$$

unde f_i este frecvenţa semnalului de frecvenţă intermediară.

Considerînd, pentru simplificare, detecţia unei oscilaţii de *FI* nemodulate, explicaţia funcţionării detectorului cu sarcină compusă din rezistenţă şi capacitate este următoarea : cînd dioda *D* conduce (fig. 8.5, *a*), condensa-

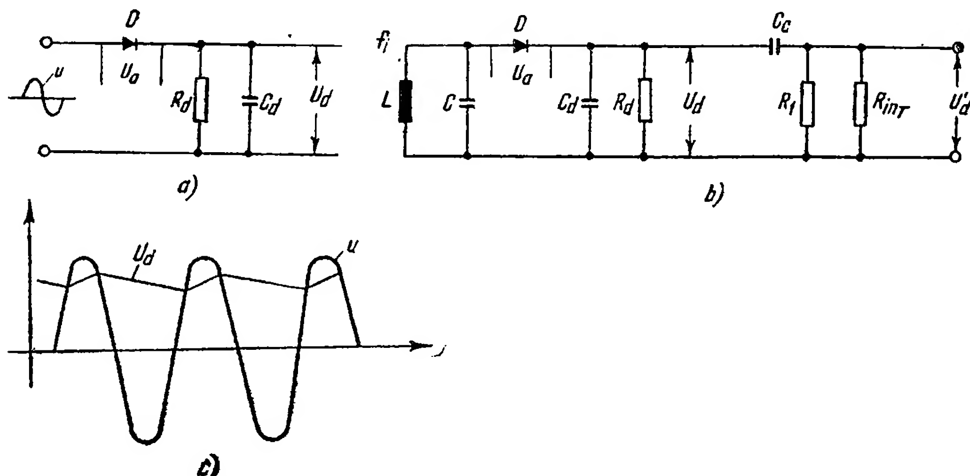


Fig. 8.5. Detector cu sarcină formată din rezistenţă şi capacitate :
a — schema de principiu simplificată; *b* — schema reală; *c* — pri iul detecţiei unei oscilaţii nemodulate.

torul C_d se încarcă relativ repede, datorită valorii reduse a rezistenţei de conducţie a diodei şi tinde să urmărească porţiunea ascendentă a primei semialternanţe a semnalului *RF* (fig. 8.5, *c*)

În momentul în care tensiunea *RF* a depăşit valoarea maximă şi tinde să scadă, viteza ei de variaţie fiind mai mare decît aceea a tensiunii de pe condensator, se ajunge la un moment dat că tensiunea de pe condensator este mai mare decît tensiunea aplicată. Din această cauză polarizarea diodei se inversează, aceasta se blochează, rezistenţa ei internă crescînd foarte mult. În tot acest timp, în care prin detector nu circulă curent, adică în tot timpul în care tensiunea anodului este mai mică decît cea a catodului diodei detectoare, condensatorul C_d se descarcă lent prin rezistenţa de sarcină R_d, aceasta fiind de valoare ridicată. Descărcarea durează pînă cînd tensiunea de *FI* aplicată la intrarea etajului detector deschide din nou dioda, după care procesul se repetă.

În acest caz al aplicării la intrarea detectorului a unui semnal *FI* nemodulat, tensiunea continuă la bornele sarcinii este identică cu tensiunea

la care este încărcat condensatorul C_d şi are, aşa după cum se poate observa în figura 8.5, *c*, o valoare apropiată de amplitudinea semnalului aplicat. În aceste condiţii randamentul detecţiei este evident îmbunătăţit şi pentru semnale de valoare ridicată devine aproape egal cu unitatea.

Dacă semnalul aplicat la intrarea etajului detector din figura 8,5, *a* este modulat, tensiunea U_d la bornele condensatorului variază în acelaşi mod ca şi înfăşurătoarea de modulaţie (fig. 8.6). Semnalul de *FI* se aplică la diodă în jurul polarizării variabile U_d care polarizează invers dioda. Tensiunea U_{d_0} modifică punctul de funcţionare al detectorului, astfel că numai vîrfurile semnalului pătrund în zona de conductibilitate a diodei. Concluzia trasă de aici este că dioda de detecţie este deschisă numai în timpul încărcării

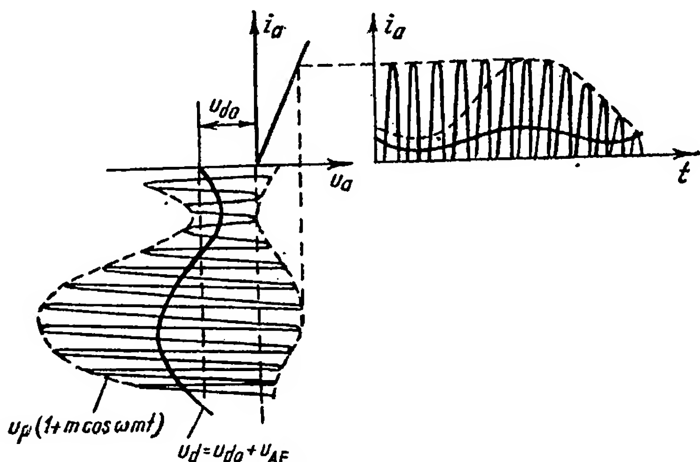


Fig. 8.6. Principiul detecţiei unei oscilaţii *RF* cu modulaţie de amplitudine, în cazul unei sarcini formate dintr-o rezistenţă şi o capacitate.

condensatorului de detecţie. De asemenea, mai rezultă că tensiunea continuă U_{d_0} se menţine cu atît mai aproape de vîrf, şi deci randamentul este cu atît mai bun, cu cît viteza ei de scădere, în timpul cît dioda este închisă, este mai mică. Cum această viteză de scădere este condiţionată de posibilitatea de descărcare a condensatorului C_d prin rezistenţa R_d, rezultă că este avantajos ca grupul C_d R_d să aibă valori cît mai mari. Valoarea rezistenţei R_d nu poate fi trecută peste o anumită limită, ea fiind condiţiontă de valoarea rezistenţei interne a diodei. Nu poate să fie mărit nici condensatorul C_d peste o anumită valoare, fiindcă dacă aceasta este prea mare, se produc distorsiuni de neurmărire, aşa după cum se va arăta mai departe.

O mărime importantă care caracterizează etajul detector este amortizarea, produsă de acesta asupra circuitului acordat de *FI* la care este conectat, şi este reprezentată prin rezistenţa de intrare echivalentă R_{ins}.

Pentru determinarea acestei mărimi, se consideră, cu aproximaţie, că randamentul de detecţie este apropiat de unitate. Rezultă că puterea P_c dată de circuitul oscilant (fig. 8.5, *b*) este egală cu puterea P_d din rezistenţa de sarcină, adică :

$$P_c = P_d. \tag{8.5}$$

Cum :

$$P_c = \frac{U_p^2}{2R_{in_S}} \tag{8.6, a}$$

iar :

$$P_d = \frac{U_d^2}{R_d}, \tag{8.6, b}$$

și avînd în vedere că $U_p \cong U_d$ rezultă că :

$$R_{in_S} = \frac{1}{2} R_d , \tag{8.7}$$

adică valoarea rezistenței de intrare echivalentă este egală cu jumătate din valoarea rezistenței de sarcină a detectorului.

Montajul descris mai sus (fig. 8.5, *a*) este numit montaj serie întrucît sarcina de detecție este conectată în serie cu elementul neliniar.

b. Detectorul derivație

Un alt tip de montaj de detecție utilizat este montajul derivație, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 8.7, *a*. Modul de funcționare al acestei scheme este următorul : cînd la intrarea etajului detector se aplică alternanța pozitivă a semnalului modulat, dioda *D* conduce și condensatorul C_d se încarcă relativ repede, datorită rezistenței mici a diodei, care totodată șuntează rezistența de detecție R_d și la ieșire nu se obține nici o tensiune. Cînd la intrarea detectorului, se aplică alternanța negativă a semnalului de *FI* dioda *D* este polarizată invers și se blochează, permițînd obținerea pe rezistența R_d a alternanței negative a semnalului de intrare, pentru care este suprapusă tensiunea de pe condensatorul C_d.

În cazul acestui montaj, între bornele de intrare există în paralel pe de o parte rezistența de sarcină R_d conectată direct (reactanța condensatorului C_d fiind neglijabilă în *RF*), pe de altă parte rezistența echivalentă de intrare R_{in_S} determinată mai sus.

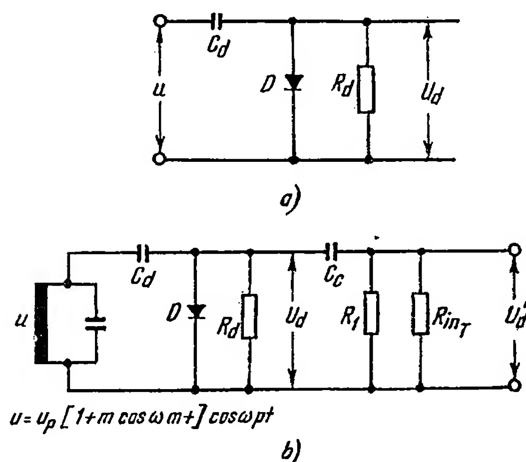


Fig. 8.7. Detector tip derivație :
a — schema de principiu simplificată ; *b* — schema reală.

Deci, valoarea rezistenței de intrare R_{in_S} în cazul unui montaj detector derivație este :

$$R_{in_d} = \frac{R_{in_S}\, R_d}{R_{in_S} + R_d} = \frac{\frac{R_d}{2} R_d}{\frac{R_d}{2} + R_d} = \frac{R_d}{3}, \tag{8.8}$$

adică se obține o rezonanță de amortizare egală cu o treime din rezistența de detecție.

2. DISTORSIUNI DE NELINIARITATE LA DEMODULATORUL PENTRU SEMNALE CU *MA*

• **Distorsiuni de neurmărire** (diagonală). Aceste distorsiuni pot apărea din cauza constantei de timp necorectă a grupului de detecție C_dR_d. În aceste condiții condensatorul C_d rămîne încărcat aproape la aceeași valoare a tensiunii *RF* și în acest caz descărcarea fiind, de la o perioadă la alta a semnalului de *FI*, foarte lentă. Rezultă de aici că în situația unui semnal modulat, condensatorul o dată încărcat la vîrful de demodulație se descarcă lent, tensiunea la bornele grupului R_d C_d nu mai urmărește înfășurătoarea de modulație și apar deformări ale semnalului cunoscute sub denumirea de distorsiuni de neurmărire (fig. 8.8, *b*). Într-adevăr, dacă viteza de descărcare a condensatorului este mai mică decît viteza de variație a înfășurătoarei de modulație, atunci, la trecerea de la un impuls la altul, se poate întîmpla ca impulsul al doilea să nu ajungă la nivelul la care se află în acel moment tensiunea de pe condensator, și în consecință polaritatea nu se va schimba, iar dioda nu se va mai deschide. Din această cauză tensiunea la ieșire nu va mai urmări profunzimile de modulație, deci nu va mai fi urmărită forma reală a înfășurătoarei de modulație ca în figura 8.8, *a* și semnalul la ieșire va fi distorsionat.

Este evident că variația mai rapidă a impulsurilor are loc cînd frecvența modulatoare este mai mare și cînd gradul de modulație este de valoare mai ridicată. Există așadar un grad de modulație critic m_c la care apar distorsiunile de neurmărire, bineînțeles pentru o frecvență modulatoare f_m dată.

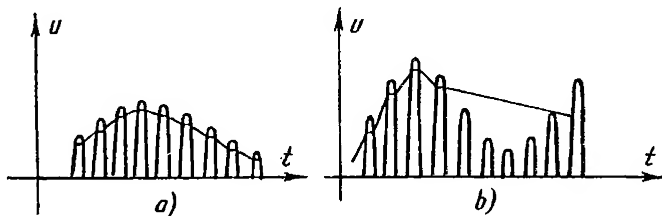


Fig. 8.8. Apariția distorsiunilor de neurmărire:
a – semnal normal; *b* – semnal distorsionat.

În consecință, determinarea elementelor R_d, C_d mai este legată și de parametrii m_c, f_m, relația între ele fiind exprimată sub forma :

$$R_d C_d \leqslant \frac{\sqrt{1-m_c^2}}{2\pi f_m m_c}. \tag{8.9}$$

Această relație trebuie corelată cu relația (8.4).

• **Distorsiuni datorate caracteristicii neliniare a diodei de detecție.** Într-adevăr, la nivele mici ale semnalului aplicat, detecția se realizează în zona curbă a caracteristicii diodei (detecție parabolică), în acest caz factorul de distorsiuni atingînd valori egale cu 0,25 din gradul de modulație al semnalului aplicat. Din această cauză se evită detecția parabolică, semnalul aplicat detectorului fiind mai întîi amplificat suficient spre a se realiza astfel o detecție liniară.

• **Distorsiuni de neliniaritate datorate diferenței de valori dintre rezistența de detecție în curent continuu și rezistența de detecție în curent alternativ.** Din cauza acestei neconcordanțe astfel de distorsiuni pot apărea chiar și la un detector cu detecție liniară. În figurile 8.5, *b* și 8.7, *b* sînt prezentate cele două tipuri de detectoare la care rezistența de sarcină în curent continuu este diferită de cea în curent alternativ.

Se consideră că tensiunea U'_d aplicată la primul etaj *AF* este practic egală cu tensiunea U_d obținută de la demodulator, ceea ce impune ca :

$$\frac{1}{\omega_{m\,min}\, C_c} \ll R \tag{8.10}$$

unde $\omega_{m\,min} = 2\pi f_{m\,min}$, în care $f_{m\,min}$ este frecvența de modulație minimă, iar R are valoarea :

$$R = \frac{R_1 \cdot R_{in_T}}{R_1 + R_{in_T}} \tag{8.11}$$

R_{in_T} reprezentînd rezistența de intrare a tranzistorului amplificator la care este conectată ieșirea detectorului.

Rezistența de sarcină R_{cc} în curent continuu este egală cu R_d. Rezistența de sarcină R_{ca} în curent alternativ este egală cu :

$$R_{ca} = \frac{R_d \cdot R}{R_d + R} < R_{cc} \tag{8.12}$$

unde R are semnificația dată în relația (8.11).

Se figurează aceste rezistențe de sarcină în planul caracteristicilor statice de demodulare (fig. 8.9), care reprezintă dependența curentului demodulat I_d de tensiunea demodulată U_d, pentru diverse valori constante ale tensiunii purtătoare U_p.

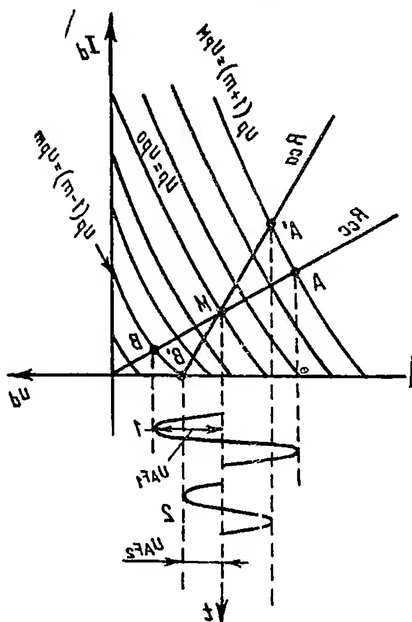


Fig. 8.9. Caracteristicile statice de demodulare.

Se consideră în primă aproximaţie că rezistenţa totală de sarcină a detectorului este numai R_{cc}. În acest caz se duce prin originea caracteristicilor I_d, U_d o dreaptă cu înclinarea faţă de verticală egală cu R_{cc}. Dacă se aplică un semnal nemodulat de valoare $U_p = U_{p0}$, funcţionarea cu semnal se face de-a lungul acestei drepte, în jurul punctului M, rezultat din intersecţia caracteristicii $U_p = U_{p0}$ cu dreapta de sarcină R_{cc}. În condiţiile în care se aplică un semnal modulat, amplitudinea lui U_p se măreşte cu valoarea corespunzătoare gradului de modulaţie m, funcţionarea demodulatorului făcîndu-se între limitele A [corespunzător lui $U_p(1+m) = U_{pM}$] şi B [corespunzător lui $U_p(1-m) = U_{pm}$]. Tensiunea demodulată obţinută este U_{AF1} (curba *1* din fig. 8.9). Dacă se consideră rezistenţa de sarcină reală a detectorului adică R_{ca}, atunci din punctul de vedere al curentului continuu (deci faţă de purtătoare) sarcina dectectorului este numai R_{cc} şi punctul de funcţionare pe caracteristică este în M. Pentru semnalul modulat sarcina de detecţie este R_{ca} şi deci din acest punct de vedere funcţionarea demodulatorului se face între limitele A' [corespunzător lui $U_p(1+m) = U_{pM}$] şi B' [corespunzător lui $U_p(1-m) = U_{pm}$]. Tensiunea demodulată în acest caz este U_{AF2} (curba *2* din fig. 8.9) şi este mai mică decît U_{AF1}, de unde rezultă că situaţia este echivalentă cu aceea a unui grad de modulaţie mai mic. În plus apare şi pericolul deformării undei detectate, prin intrarea cu semnalul în zona neliniară a caracteristicilor de demodulare.

Pentru rezolvarea acestei probleme se impune ca valoarea lui R_{ca} să nu scadă cu mult faţă de R_{cc}, adică efectul de şuntare al lui R_d de către R să fie redus la minimum, impunîndu-se pentru aceasta ca :

$$R_d < \frac{R}{5 \div 10}$$

3. ETAJELE DE DETECŢIE ALE RADIORECEPTOARELOR CU TRANZISTOARE

În figura 8.10 este prezentată schema de principiu a unui etaj detector utilizat pentru radioreceptoarele cu tranzistoare.

Tensiunea de *FI* se aplică diodei detectoare prin intermediul bobinei L_2 care adaptează totodată rezistenţa de intrare a detectorului la rezistenţa circuitului primar acordat L, C.

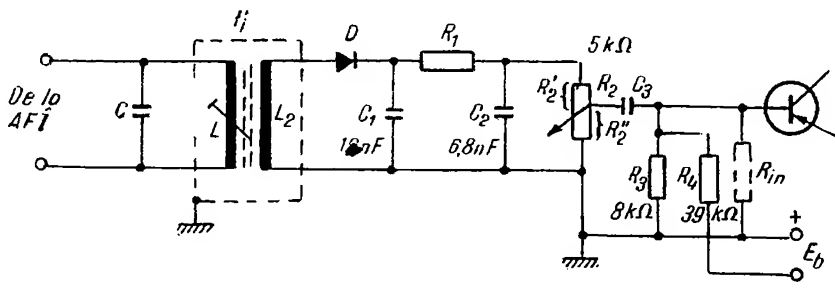


Fig. 8.10. Schema de principiu a unui detector pentru radioreceptoare cu tranzistoare.

Raportul de transformare este coborîtor, în schimb se transferă o putere mai mare, iar factorul de calitate al filtrului de *FI* este de valoare mai ridicată decît cel în absența adaptării.

Rezistența de sarcină în curent continuu a detectorului este formată din rezistența R_1 și potențiometrul R_2. Impedanța de intrare a tranzistorului amplificator fiind mică (de ordinul a 1—2 kΩ) pentru ca modificarea sarcinii detectorului în curent alternativ să nu fie prea mare, rezistența R_2 a potențiometrului se ia de același ordin de mărime cu aceasta. Dealtfel rezistența de sarcină nu poate fi luată de valoare mult prea mare și din cauza faptului că ar ajunge astfel comparabilă cu valoarea rezistenței inverse a diodei de detecție.

Utilizarea rezistenței R_1 ca parte componentă a sarcinii de detecție se justifică prin aceea că în lipsa acesteia, la poziția maximă a potențiometrului de volum, rezistența echivalentă de detecție ar ajunge la o valoare foarte redusă, în această poziție R_{in} șuntînd cel mai mult sarcina de detecție. Introducerea în montaj a rezistenței R_1 duce însă la o pierdere suplimentară de putere utilă în *AF*, ceea ce face ca randamentul detecției să se reducă.

Pentru creșterea randamentului de detecție se utilizează condensatorul C_1 care, în timpul alternanței pozitive a semnalului de *FI*, cînd dioda *D* conduce, se încarcă. În timpul în care dioda nu conduce, condensatorul C_1 se descarcă prin rezistența $R_1 + R_2$, tensiunea la bornele sale urmărind forma înfășurătoarei de modulație.

Pentru a se menține constanta de timp a grupului de detecție la valoarea necesară, condensatorul C_1 are o capacitate de ordinul zecilor de nanofarazi și se determină cu ajutorul relației :

$$\frac{1}{\omega_p R} \ll C_1 \ll \frac{1}{\omega_m R} \frac{\sqrt{1-m^2}}{m} \tag{8.13}$$

unde $\omega_p = 2\pi f_p, f_p$ fiind frecvența purtătoarei semnalului de *FI* ; $R = R_1 + R_2$ rezistența de sarcină ; $\omega_m = 2\pi f_m$, f_m fiind frecvența modulatoare maximă a semnalului audio ; m — gradul de modulație.

Rezistența R_1 constituie totodată, împreună cu condensatorul C_2, un filtru pentru componentele de *FI*. Evident, rezistența R_1, avînd în vedere justificarea sa în montaj pentru *AF*, are o valoare mică pentru a nu prelua o parte prea mare din tensiunea utilă ; în schimb, condensatorul C_2 are o valoare mare (fig. 8.9), pentru ca filtrul să fie eficient, dar nici prea mare ca să nu influențeze caracteristica de *AF* la frecvențele audio superioare.

Avînd în vedere că impedanța de intrare a etajului amplificator de *AF* este de valoare relativ mică, condensatorul de cuplaj C_3 se alege de valoare ridicată (ordinul zecilor de microfarazi).

Din cauză că uneori rezistența de sarcină echivalentă în curent alternativ, R_{ca} :

$$R_{ca} = R_1 + R'_2 + \frac{R''_2 R_{in}}{R''_2 + R_{in}}$$

este mai mică decît rezistența R în curent continuu, la grade mari de modulație a semnalului aplicat la detector, apar în montaj distorsiuni de neliniaritate. Mărirea rezistenței R_1 permite ca rezistența de sarcină în curent

alternativ să prezinte variații mici. Creșterea rezistenței R_1 peste anumite limite duce însă la o pierdere importantă de putere în *AF* și din această cauză este necesar să se realizeze un compromis.

4. ETAJELE DE DETECȚIE ALE RADIORECEPTOARELOR CU TUBURI ELECTRONICE

Schemele mai frecvent utilizate sînt cele de tip serie, aceasta datorită faptului că, în comparație cu cele de tip derivație, produc o amortizare mai mică circuitului de *FI*.

În figura 8.11 este prezentată schema de principiu a unui etaj detector, utilizat pentru radioreceptoarele cu tuburi. Tensiunea de *FI* care apare la

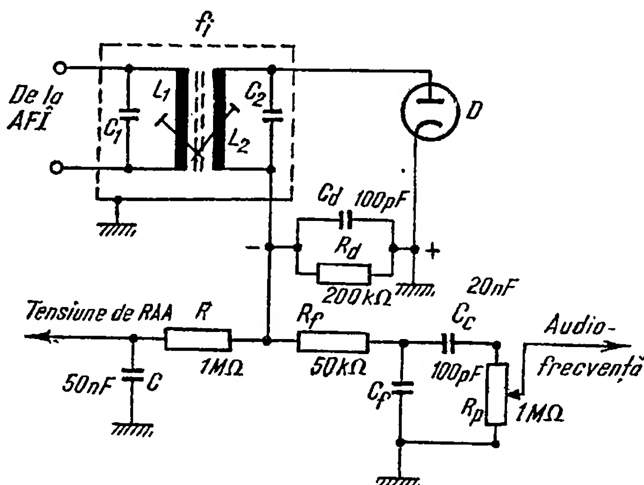


Fig. 8.11. Schema de principiu a unui detector pentru radioreceptoare cu tuburi electronice.

bornele secundarului filtrului de *FI* (L_2C_2) se aplică diodei *D*, montată în serie cu sarcina de detecție R_dC_d. Dintre componentele rezultate la detecție, la potențiometrul R_p ajung numai cele de *AF*, pătrunderea componentelor de *FI* fiind oprită de filtrul trece jos R_f, C_f.

Blocarea accesului componentei de curent continuu rezultată la detecție, către etajul de *AF*, se realizează prin condensatorul C_c, evitîndu-se în acest fel modificarea polarizării etajului la care se aplică semnalul de *AF*, furnizat de etajul detector.

Pentru separarea tensiunii de *RAA* se utilizează filtrul *RC* cu o constantă de timp de valoare ridicată (zeci de ms), care urmărește variațiile lente ale tensiunii de purtătoare.

Datorită cuplajului etajului detector cu etajul amplificator de *AF*, a cărui rezistență de intrare nu se manifestă în curent continuu, ci numai în curent alternativ, apare o sursă de distorsiuni de neliniaritate. Într-adevăr, pentru purtătoare, care la detecție dă o componentă continuă, sarcina de detecție este numai rezistența R_d, pe cînd în curent alternativ sarcina de detecție echivalentă R_{ca} este compusă din rezistența R_d, în paralel cu rezistențele

$R_f + R_p$, reactanța condensatorului de cuplaj C_c avînd o valoare neglijabilă în curent alternativ

$$R_{ca} = \frac{R_d (R_f + R_p)}{R_d + R_f + R_p} \cong \frac{R_d R_p}{R_d + R_p} \tag{8.14}$$

deoarece $R_p < R_f$ ($R_1 = 50...100$ kΩ, $R_p = 1$ MΩ).

Valorile diferite ale sarcinii detectorului pentru purtătoare, respectiv pentru semnalul modulat, conduc la modificări diferite ale caracteristicii dinamice a detectorului, producînd distorsiuni. Este evident că acest tip de distorsiuni apar numai la semnale mari de *AF*, adică la grade de modulație mari. Ele sînt specifice detectorului și nu depind de frecvență, avînd un caracter cu atît mai pronunțat cu cît rezistența R_d este mai mică decît R_{ca}. Reducerea valorii sarcinii de detecție pentru semnalul modulat, în comparație cu cazul în care se aplică numai purtătoarea, duce la situația că benzile laterale ale semnalului modulat sînt redate cu un nivel mai mic decît semnalul de purtătoare, aceasta datorită amortizării diferite a filtrului de *FI*, situație echivalentă cu reducerea gradului de modulație al semnalului de *FI*. Efectul este cu atît mai puternic cu cît diferența între rezistența detectorului în curent continuu și cea în curent alternativ este mai mare.

C. DEMODULATOARE PENTRU SEMNALE MODULATE ÎN FRECVENȚĂ

Avînd în vedere structura semnalului modulat în frecvență (v. relația 8.2), demodularea acestuia urmează o cale mai complexă decît cea din cazul semnalului cu *MA*.

Două sînt procedeele mai importante în demodularea semnalelor *MF*, primul, cel mai frecvent utilizat, constînd în transformarea semnalului cu *MF* într-un semnal cu *MA* și detectarea acestuia din urmă, al doilea constînd în obținerea semnalului modulator (semnalului de *AF*) direct din semnalul *MF*.

1. TIPURI DE DEMODULATOARE PENTRU SEMNALE CU *MF*

Schemele reprezentative de demodulatoare utilizate în radioreceptoarele de radiodifuziune sînt următoarele:

— demodulatorul de frecvență cu circuit oscilant dezacordat;
— discriminatorul de fază;
— detectorul de raport.

a. Demodulatorul de frecvență cu circuit oscilant dezacordat

Cea mai simplă cale de realizare a unui demodulator pentru semnale *MF* constă în a folosi un montaj detector la care semnalul de *FI*—*MF* este aplicat la un circuit de *FI* dezacordat, care adică are frecvența de rezonanță f_0 diferită de frecvența intermediară f_i. Schema de principiu a unui astfel de detector este prezentată în figura 8.12, *a*. Dacă etajul amplificator de *FI*, echipat cu tranzistorul T_1 are, de exemplu, circuitul oscilant de sarcină *LC* acordat pe o frecvență f_0 mai mare decît frecvența semnalului aplicat

la intrare f_i, atunci la ieşirea sa se obţine un semnal amplificat care are, pe lîngă modulaţia de frecvenţă, şi o modulaţie de amplitudine,

Într-adevăr, banda de frecvenţă a semnalului recepţionat nu mai este aşezată pe vîrful curbei de selectivitate a circuitului de sarcină, ci pe flancul ei (fig. 8.12,*b*). Rezultatul este că frecveuţele cele mai depărtate de frecvenţa de acord vor fi mult mai puternic atenuate decît cele apropiate. În felul acesta este creată o corespondenţă între nivelul componentelor semnalului şi frecvenţa lor (fig. 8.12, *c*). Dacă se ţine seamă de faptul că la modulaţia de frecvenţă o modulaţie puternică înseamnă o deviaţie de frecvenţă mai mare, prin această transformare se obţine şi o modulaţie în amplitudine (fig. 8.12, *d*) care, detectată, reproduce semnalul modulator. În figura 8.12, *a* semnalul obţinut la ieşirea amplificatorului de *FI* este detectat cu un detector cu detecţie paralel (grupul C_g, R_g şi dioda *D*).

Principalele dezavantaje ale acestui montaj constau în liniaritatea redusă a transformării şi în randamentul scăzut al etajului detector *MF*, adică necesită amplificări mari atît în etajele anterioare cît şi în cele următoare.

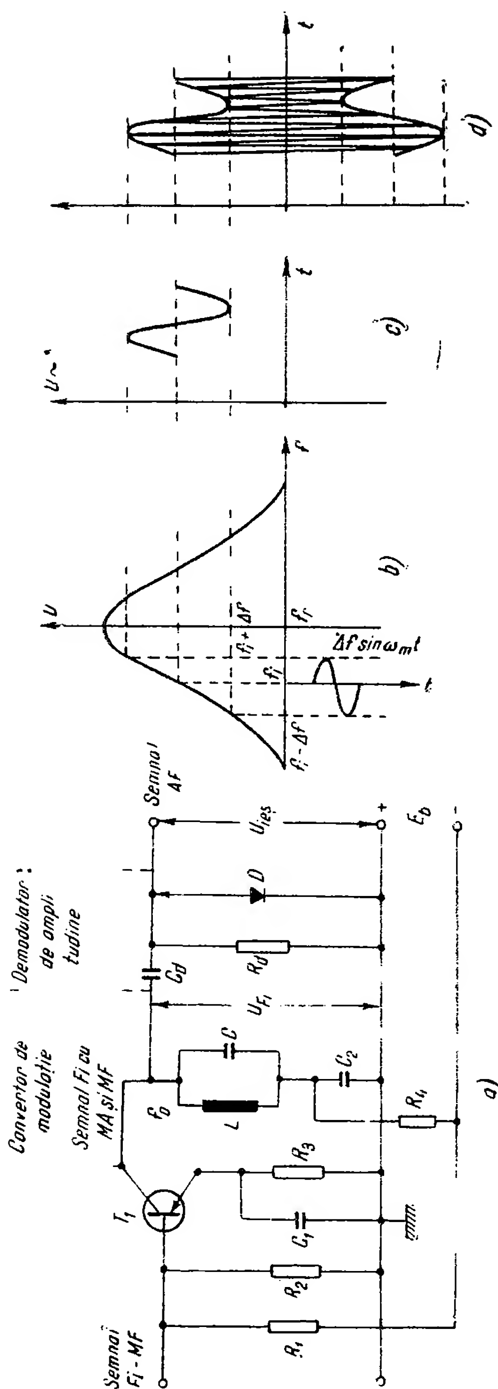


Fig. 8.12. Demodulator de frecvenţă cu circuit oscilant dezacordat:
a – schema de principiu; *b, c, d* – explicarea modului în care se produce transformarea modulaţiei de frecvenţă în modulaţia de amplitudine, cu ajutorul unui circuit oscilant dezacordat.

b. Discriminatorul de fază

Schema discriminatorului de fază este prezentată în figura 8.13. Circuitele L_1, C_1 şi L_2, C_2 sînt acordate pe frecvenţa intermediară *FI — MF*. Condensatorul C este utilizat pentru transmiterea tensiunii de frecvenţă intermediară, din circuitul primar în cel secundar. Bobina L_3, mult mai mare decît L_1, L_2, este conectată, din punctul de vedere al curentului alternativ, pe circuitul primar. Aşa cum rezultă din figura 8.13, la dioda D_1 se aplică o tensiune $U_{D1} = U_1 + \frac{U_2}{2}$, iar la dioda D_2 o tensiune $U_{D2} = U_1 - \frac{U_2}{2}$.

Discriminatorul de fază funcţionează pe principiul transformării semnalului modulat *MF* în semnal modulat *MA* şi detectoarea acestuia din urmă.

Fig. 8.13. Schema de principiu a unui discriminator de fază.

Cînd frecvenţa semnalului f_s este egală cu frecvenţa f_i de acord a circuitelor, tensiunile aplicate pe cele două diode sînt egale şi, datorită modului de conectare a diodelor în montaj, cele două tensiuni obţinute după detecţie U_3 şi U_4, fiind egale şi de sens contrar, se anulează. Într-adevăr, în acest caz tensiunea electromotoare E, indusă în secundar (fig. 8.13), care este totdeauna în antifază cu tensiunea U_1 de pe primar, dă naştere unui curent I_2, în fază cu ea, la frecvenţa de rezonanţă reactanta circuitului secundar fiind nulă. Curentul I_2 produce la bornele inductanţei secundare două tensiuni $\frac{U_2}{2}$ în antifază şi decalate faţă de curent cu 90° (fig. 8.14, *a*). În acest caz vectorii tensiunilor totale U_{D1} şi U_{D2} sînt egali în modul.

Cînd frecvenţa semnalului nu este egală cu frecvenţa de acord a circuitelor, faza tensiunii $\frac{U_2}{2}$ se schimbă, în timp ce faza tensiunii U_1 rămîne constantă. Dacă frecvenţa semnalului este mai mare decît frecvenţa f_i, curentul I_2 este decalat în urmă cu un unghi oarecare φ faţă de forţa electromotoare E, în acest caz impedanţa circuitului oscilant serie avînd un caracter inductiv (fig. 8.14, *b*). Din diagrama vectorială se observă că U_{D1} este mai mare decît U_{D2} şi la ieşirea discriminatorului de fază, diferenţa între tensiunile U_{D1} şi U_{D2} fiind diferită de zero, se obţine o tensiune pozitivă.

În mod analog se poate reprezenta diagrama vectorială pentru cazul cînd frecvenţa semnalului este mai mică decît f_i, situaţie în care impedanţa circuitului oscilant serie are un caracter capacitiv, curentul I_2 este decalat înainte faţă de tensiunea E (fig. 8.14, c) iar tensiunea de ieşire a discriminatorului este negativă.

Dacă se reprezintă grafic variaţia tensiunii la ieşire în funcţie de deviaţia de frecvenţă, se obţine curba din figura 8.15 care are alura literei S. Această curbă are între cele două extreme o zonă cu un pronunţat caracter liniar şi o pantă care este dependentă de parametrii R, L, C ai schemei electrice. În această zonă liniară se poate obţine o funcţionare a discriminatorului în condiţii corespunzătoare.

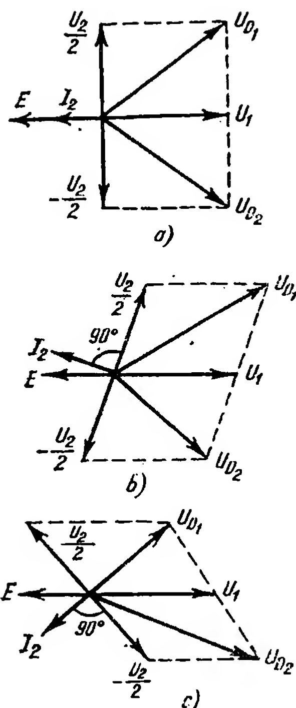


Fig. 8.14. Diagramele vectoriale ale funcţionării unui discriminator de fază
$a - f_s = f_i$; $b - f_s > f_i$; $c - f_s < f_i$.

Principalul dezavantaj al discriminatorului de fază îl constituie faptul că acesta reacţionează nu numai la variaţia frecvenţei semnalului, ci şi la variaţia amplitudinii lui. Într-adevăr, în cazul în care sub acţiunea semnalelor parazite, se modifică mărimile U_1 şi U_2, se modifică în mod corespunzător şi tensiunea de ieşire a detectorului, excepţie făcînd numai cazul semnalelor de frecvenţă egală cu cea intermediară, cînd la ieşire semnalul este nul. Din această cauză, pentru a nu compromite avantajele sistemului cu modulaţie de frecvenţă, discriminatorul de fază este asociat cu un etaj limitator, care să asigure la ieşire un semnal de amplitudine constantă, independent de nivelul semnalului aplicat. Un asemenea etaj complică şi ridică preţul de cost al radioreceptorului, din care cauză în montajele uzuale de radioreceptoare această schemă este evitată.

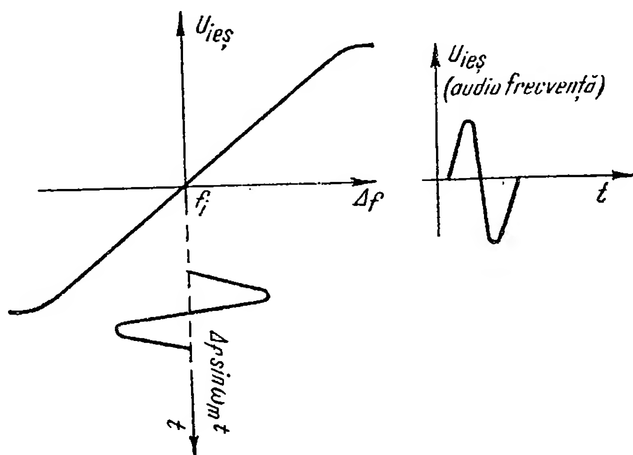


Fig. 8.15. Curba în S a discriminatorului de fază şi explicarea grafică a funcţionării sale.

c. Detectorul de raport

Spre deosebire de discriminatorul de fază, detectorul de raport îndeplineşte simultan două funcţii şi anume : demodularea semnalului *MF* şi suprimarea modulaţiei de amplitudine parazite. Din această cauză este cel mai folosit montaj în radioreceptoarele cu modulaţie de frecvenţă.

Detectorul de raport (fig. 8.16) are ca dispozitiv de transformare a modulaţiei de frecvenţă în modulaţie de amplitudine două circuite oscilante cuplate (L_1C_1 şi L_2C_2), acordate pe frecvenţa intermediară şi o bobină auxi-

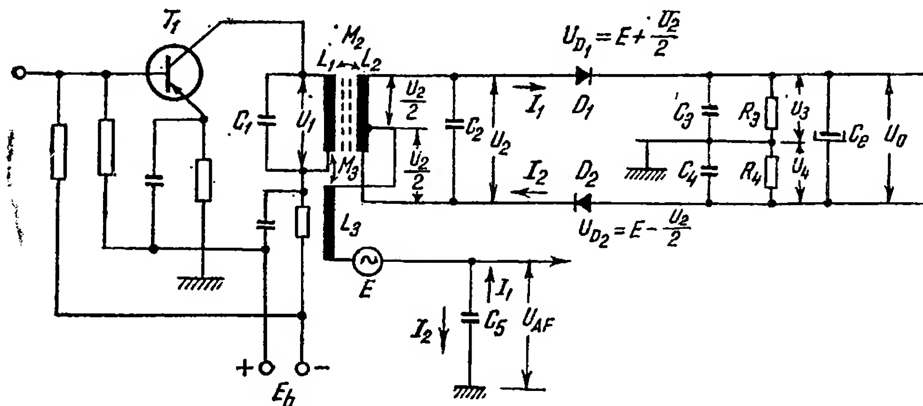


Fig. 8.16. Schema de principiu a unui detector de raport.

liară L_3, cuplată strîns cu bobina primară L_1. Principiul de funcţionare este asemănător cu cel al unui discriminator de fază, cu menţiunea că, datorită conectării în serie a diodelor, tensiunile pe condensatoarele C_3, C_4 se însumează iar tensiunea la bornele condensatorului electrolitic C_e este egală cu suma tensiunilor de la condensatoarele C_3 şi C_4.

La frecvenţa semnalului egală cu frecvenţa de acord a circuitelor, întrucît rezistenţele de sarcină R_3 şi R_4 sînt alese de valori egale, ele împart în două tensiunea U_{ce} de la condensatorul electrolitic C_e. Condensatoarele C_3 şi C_4 se încarcă de asemenea la tensiuni de valoare egală şi egale cu jumătatea tensiunii U_{ce}. În acest caz tensiunea de *AF* este egală cu zero. Cînd frecvenţa semnalului variază, tensiunile la condensatoarele C_3 şi C_4 sînt diferite între ele, ceea ce arată că şi curenţii alternativi I_1 şi I_2 care circulă prin condensatorul C_5 (fig. 8.16) nu sînt egali, şi dau, prin diferenţa lor, un semnal de audiofrecvenţă la ieşire, de unde rezultă că acest tip de montaj are o eficienţă scăzută ceea ce reprezintă un dezavantaj.

Întrucît U_3 şi U_4 variază în funcţie de tensiunile aplicate la diodele D_1 şi D_2, adică, cu toate că $U_3 + U_4 = U_{ce}$, raportul $\frac{U_3}{U_4}$ variază în dependenţă cu variaţia de frecvenţă, acest tip de demodulator *MF* poartă denumirea de *detector de raport*.

Datorită constantei de timp mari a circuitului de încărcare a condensatorului electrolitic, tensiunea la bobinele sale rămîne constantă şi nu variază

în ritm cu modulaţia sau variaţiile de scurtă durată ale nivelului semnalului *MF*, sub acţiunea perturbaţiilor. Această acţiune de limitare de amplitudine a detectorului de raport se realizează datorită faptului că atunci cînd amplitudinea semnalului de la intrare, datorită unei perturbaţii, creşte sau scade, potenţialul punctului *I* faţă de masă (punctul 2) nu variază (fig. 8.16). Într-adevăr, la apariţia unei perturbaţii, manifestată prin creşterea relativ bruscă a tensiunii aplicate tranzistorului T_1 şi apoi detectorului de raport, ambele tensiuni, atît cea din primar cît şi cea din secundar, cresc. Curentul mediu prin diode creşte şi surplusul faţă de valoarea anterioară este absorbit de condensatorul C_e. Tensiunea *AF* nu va fi afectată deoarece condensatorul C_5 se încarcă cu diferenţa curenţilor diodelor, care rămîne aceeaşi. Prin creşterea curentului mediu al diodelor şi prin absorbţia surplusului de energie de către condensatorul C_e, rezistenţa de intrare a detectorului de raport scade. În acest fel, datorită creşterii amortizării se reduce şi impedanţa de sarcină a etajului amplificator *FI* şi deci amplificarea sa scade.

La reducerea bruscă a tensiunii aplicate, curenţii prin diode scad, condensatorul C_e debitînd în acest caz un curent prin rezistenţele de sarcină R_3 şi R_4. Rezistenţa echivalentă de intrare a detectorului creşte, energia absorbită de acesta fiind mai mică şi deci amortizarea circuitului scade. Impedanţa sarcinii creşte şi, ca o consecinţă, creşte şi amplificarea etajului, compensînd scăderea tensiunii aplicate.

Rezultă din cele prezentate mai sus că modificarea valorii rezistenţei de amortizare a circuitului oscilant, datorită modificării regimului de funcţionare al diodelor, are drept urmare o variaţie între anumite limite a factorului de calitate al circuitului secundar.

Gradul de suprimare a modulaţiei parazite de amplitudine este cu atît mai mare cu cît factorul de calitate în sarcină al circuitului este mai mare. Creşterea factorului de calitate conduce însă la micşorarea porţiunii liniare a caracteristicii în S, lucru ce nu este de dorit şi de aceea se recurge la un compromis la fel ca şi în cazul stabilirii valorilor rezistenţelor de sarcină care, dacă sînt luate prea mici reduc sensibilitatea discriminatorului, iar dacă sînt prea mari reduc efectul de liniaritate al detectorului.

Principalele dezavantaje ale detectorului de raport sînt legate de necesitatea folosirii unor piese cu toleranţe strînse şi de reglajul complicat şi pretenţios. De asemenea, coeficientul de transfer al detectorului de raport este mai mic decît al discriminatorului de fază, ceea ce face ca tensiunea de *AF* de la ieşirea detectorului de raport să fie de două ori mai mică decît cea de la discriminatorul de fază. Aceasta nu are totuşi o importanţă prea mare în astfel de cazuri, amplificările în *AF* putînd fi realizate suficient de mari pentru a compensa această reducere de la detecţie.

O calitate importantă a detectorului de raport constă în aceea că el funcţionează normal şi asigură suprimarea modulaţiei de amplitudine parazite chiar la tensiuni de zeci de milivolţi aplicate la intrarea etajului amplificator, spre deosebire de limitator pentru a cărui funcţionare normală îi sînt necesare la intrare tensiuni de ordinul volţilor.

Un alt avantaj al detectorului de raport este că furnizează o tensiune continuă filtrată, care poate servi pentru *RAA* şi pentru indicarea acordului exact al radioreceptorului pe emisiunea dorită.

2. ETAJE DISCRIMINATOARE DE FRECVENȚĂ UTILIZATE ÎN RADIORECEPTOARELE *MA-MF* CU TRANZISTOARE

Discriminatorul din radioreceptoarele cu tranzistoare impune necesitatea de adaptare cu etajele ce îl preced și îl urmează, în radioreceptorul cu tranzistoare aceste etaje prezentînd impedanțe relativ mici.

În cazul unor astfel de radioreceptoare tipurile principale sînt discriminatorul de fază și cel de raport, răspîndirea cea mai mare avînd-o cel din urmă. În scheme practice de radioreceptoare este întîlnit atît detectorul de raport simetric cît și cel asimetric și care nu diferă principial între ele.

În figura 8.17 este prezentată schema de principiu a unui detector asimetric, utilizat într-un radioreceptor *MA-MF*.

Fig. 8.17. Schema de principiu a unui detector de raport din radioreceptoarele cu tranzistoare.

Bobina L_3 este strîns cuplată cu bobina L_1. Tensiunea aplicată fiecărei diode este egală cu tensiunea de la bornele bobinei terțiare L_3, care este în fază cu tensiunea din circuitul primar al transformatorului de *FI*, adunată cu jumătatea tensiunii de *FI* din circuitul secundar. Circuitele de detecție și limitare sînt similare cu cele de la montajele prezentate anterior. Rezistențele R_7 și R_8, ce se află în serie cu condensatorul de mare capacitate C_7, servesc pentru compensarea eventualelor diferențe dintre cele două diode semiconductoare. Pentru creșterea posibilităților de reglaj, una dintre aceste rezistențe este realizată semireglabilă. La masă a fost conectată borna de minus a condensatorului electrolitic C_7. Tensiunea pozitivă față de masă, la care se încarcă acest condensator, este utilizată pentru *RAA*, fiind aplicată unui tranzistor amplificator de *FI* drept polarizare suplimentară a bazei. Tensiunea de *AF* este culeasă între punctul *M* și masă (fig. 8.17), semnalul fiind aplicat la etajul de *AF* prin grupul de dezaccentuare R_6, C_8. La astfel de montaje condensatoarele de acord ale circuitului primar și secundar au valori suficient de mari pentru capacități, astfel că efectul capacităților parazite de ieșire ale tranzistorului amplificator și diodelor poate fi neglijat.

Cum radioreceptoarele produse în prezent au canalul de *MF* asociat cu cel de *MA*, montajele practice de discriminatoare folosesc scheme care permit cea mai simplă comutare de la un regim de lucru la altul și care se pretează cel mai ușor la utilizarea de tuburi multiple comune celor două canale. Din această ultimă cauză în majoritatea schemelor sînt utilizate discriminatoare în montaj nesimetric.

În figura 8.18 este prezentată schema de principiu a unui detector de raport, în forma întîlnită în schemele curente de radioreceptoare, fiind prezentate totodată și circuitele pentru detecția de *MA*.

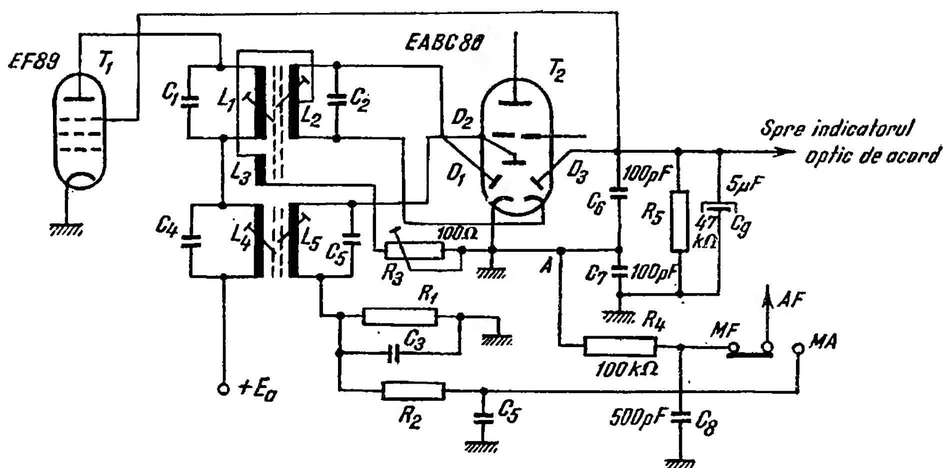


Fig. 8.18. Schema de principiu a unui detector de raport utilizat pentru radioreceptoarele cu tuburi electronice.

Referindu-ne la calea de *MF*, semnalul de *FI* se aplică etajului discriminator prin transformatorul de *FI* (L_1C_1, L_2C_2 și bobina auxiliară L_3). Diodele D_1 și D_3 sînt diodele pentru detecția *MF*. Deși montajul discriminatorului este asimetric, totuși principiul de funcționare al acestui detector este similar cu al celui prezentat în figura 8.16. Nesimetria montajului este reclamată de utilizarea tubului multiplu *EABC 80*, care nu dispune de catozi separați pentru cele două diode destinate detecției *MF*, și de necesitatea reducerii, din motive de economie, a unor piese electrice din montaj (de exemplu sarcina detectorului este constituită dintr-o singură rezistență : R_5).

În ceea ce privește semnalul de *AF*, acesta este obținut de punctul *A* al detectorului de raport și, înainte de a se aplica amplificatorului de *AF*, este trecut printr-un filtru trece jos (R_4, C_8) pentru suprimarea semnalului de *FI*, același filtru servind totodată și la dezaccentuarea frecvențelor înalte din semnalul de *AF*.

Pentru ca dezaccentuarea la recepție să se facă în bune condiții, filtrul R_4, C_8 trebuie să aibă o anumită constantă de timp apropiată de valoarea normalizată ($\tau = 50\ \mu s$).

Tensiunea continuă obţinută la bornele condensatorului C_9 este utilizată pentru *RAA* şi, în unele cazuri, pentru comandarea indicatorului optic de acord.

Pentru compensarea eventualelor diferenţe între cele două diode ale detectorului de raport este utilizată rezistenţa semireglabilă R_3.

În ultima vreme etajul discriminator din radioreceptoarele cu tuburi este realizat cu diode semiconductoare, acestea prezentînd avantajul realizării unui montaj compact, ce poate fi ecranat electric şi care deci poate avea o funcţionare mai stabilă.

D. ROLUL MODIFICĂRII PARAMETRILOR PIESELOR ASUPRA PERFORMANŢELOR ETAJULUI DEMODULATOR

1. VERIFICAREA ETAJULUI DEMODULATOR

a. Verificarea circuitelor

Verificarea circuitelor se face cu ohmmetrul, radioreceptorul fiind nealimentat. Se urmăreşte continuitatea cablajului, a înfăşurărilor transformatoarelor *FIMA-MF*, validitatea rezistenţelor.

Pentru radioreceptoarele cu tranzistoare verificarea cu ohmmetrul este neindicată.

b. Verificarea în regim dinamic

Performanţele etajului demodulator se verifică şi se restabilesc numai sub semnal. Metodele uzuale au în vedere caracteristicile generatorului şi aparatelor de control conectate la ieşire. După tipul generatorului şi al aparatelor de contral utilizate se pot aplica următoarele metode:

— metoda selectografului;

— metoda generatorului de semnale modulate în fracvenţă şi a milivoltmetrului electronic;

— metoda generatorului de semnale modulate în amplitudine;

— metoda generatorului de semnale nemodulate.

Metodele enumerate ajută la restabilirea performanţelor etajului demodulator în ceea ce priveşte curba de selectivitate şi curba „S" a detectorului de raport. Acestea sînt probleme de acord-aliniere a transformatoarelor *FI-MA-MF*.

2. MODIFICAREA VALORILOR ELEMENTELOR DE CIRCUIT ŞI ALE PIESELOR ASUPRA ETAJULUI DEMODULATOR

Analiza se referă la schemele prezentate în figurile 8.17 şi 8.18.

a. Rolul pieselor din lanţul MF

Din cauza condiţiilor diferite de adaptare a detectorului de raport la etajele ce îl preced, o parte din piesele cu funcţiuni similare au valori diferite în cele două scheme.

L_1, C_1 formează circuitul primar al filtrului FI_{MF} şi furnizează semnal detectorului de raport. Modificarea valorii capacităţii şi a rezistenţei de izolaţie a lui C_1 provoacă dezacordarea filtrului şi implicit duce la creşterea nivelului de zgomot (se manifestă printr-un fîşîit supărător), în timp ce precizia acordului scade. În această situaţie reacordarea primarului nu mai poate avea loc.

L_2, C_2 formează circuitul secundar al filtrului FI_{MF} necesar detectorului de raport. Modificarea valorii C_2 se manifestă prin creşterea zgomotului de reţea şi a distorsiunilor, în timp ce sensibilitatea scade. Sensibilitatea maximă nu mai corespunde cu manifestările indicatorului optic de acord.

L_3 este inductanţa filtrului cuplată inductiv cu L_1. Tensiunea la bornele acesteia este în fază cu tensiunea la bornele circuitului L_1, C_1 şi defazată faţă de tensiunea la bornele circuitului L_2, C_2.

R_7, R_8 (100 Ω la 2 kΩ) din figura 8.17 au rolul de simetrizare a montajului şi de echilibrare a diodelor. O valoare mai mică contribuie la deplasarea punctului de zero de pe caracteristica detectorului de raport, datorită capacităţilor parazite ale diodelor D_1 şi D_2. O valoare mai mare afectează negativ sensibilitatea (creşte atenuarea detectorului).

R_9 din figura 8.17 şi R_5 din figura 8.18 (30 la 50 kΩ) este rezistenţa de sarcină a detectorului de raport. Împreună cu condensatorul de capacitate mare C_e (fig. 8.16), C_7 (fig. 8.17) şi C_9 (fig. 8.18) conlucrează la suprimarea modulaţiei parazite de amplitudine şi a paraziţilor. Explicaţia constă în modificarea rezistenţei de intrare a detectorului de raport în funcţie de variaţiile de amplitudine datorate fie modulaţiei de amplitudine, fie semnalelor perturbatoare. Odată cu creşterea semnalului ca amplitudine, creşte curentul mediu prin diode, însă acesta este preluat de C_7, C_9 sau C_e (amortizare mare a filtrului FI). Cînd amplitudinea scade, valoarea curentului mediu prin diode scade şi C_7, C_9 şi C_e debitează pe rezistenţa de sarcină (amortizare mică a filtrului FI). Astfel se explică de ce tensiunea la bornele acestor condensatoare rămîne practic la o valoare constantă. Variaţiile de amplitudine pot fi limitate satisfăcător numai dacă constanta de timp a circuitului R_9, C_7 se încadrează în limitele 0,1 — 0,2 s. Această constantă de timp hotărăşte valoarea optimă pentru R_9 şi C_7. O valoare mai mare a lui R_9 îmbunătăţeşte sensibilitatea detectorului, însă înrăutăţeşte suprimarea modulaţiei de amplitudine parazită (creşte constanta de timp). O valoare mai mică decît valoarea optimă reduce randamentul detectorului precum şi acţiunea de suprimare a modulaţiei de amplitudine,

C_7 (fig. 8.17), C_e (fig. 8.16), C_9 (fig. 8.18) cu valoarea de 4—10 μF, este condensatorul de stabilizare a amplitudinii tensiunii la bornele rezistenţei de sarcină R_9. O valoare mai mare sau mai mică decît valoarea optimă afectează capacităţile de suprimare a modulaţiei de amplitudine parazite.

R_3, C_7 (fig. 8.18) alcătuiesc filtrul trece-jos FI_{MF}. Valoarea rezistenţei este cuprinsă între 50 şi 500 Ω, iar valoarea condensatorului între 100 şi 600 pF. Pentru radioreceptoarele echipate cu tranzistoare limita superioară a lui C_7 şi C_8 poate ajunge la 10 nF. O valoare mai mare a rezistenţei şi condensatorului, duce la îngustarea domeniului de frecvenţe înalte audio-redate. Valori mai mici ale acestor piese favorizează pătrunderea semnalului FI_{MF} în amplificatorul AF (distorsiuni mari şi tendinţă de instabilitate).

R_6, C_8 (fig. 8.17) şi R_4, C_8 (fig. 8.18) de valori 50—100 kΩ şi 500 pF ... ...3 nF, alcătuiesc filtrul de dezaccentuare a frecvenţelor înalte audio

(uniformizează caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor înalte audio). Acest lucru este necesar deoarece la emițătoarele cu *MF* se amplifică în mod voit aceste frecvențe în scopul îmbunătățirii raportului *semnal/ /zgomot*. Ca atare la recepție după demodulare curba trebuie uniformizată. Constanta de timp R_6, C_8 impusă pentru dezaccentuare corectă este de 0,05 ms. Valori mai mari sau mai mici pentru R_6, C_8 duc la modificarea sensibilității și la înrăutățirea caracteristicii de frecvență.

b. Rolul pieselor din lanțul MA

L_5 (fig. 8.17) L_5, C_5 (fig. 8.18), C_4, L_4 (fig. 8.17 și 8.18) formează filtrul FI_{MA} (transformatorul FI_{MA}). Valorile condensatoarelor C_4 și C_5 sînt cuprinse între 100 și 500 pF, au toleranțe de maximum 5%. Abateri în plus sau minus afectează negativ sensibilitatea, selectivitatea și coeficientul de distorsiuni iar reacordarea circuitelor devine imposibilă.

R_4, C_6 (fig. 8.17) și R_1, C_3 (fig. 8.18) cu valorile 0,1—0,5 MΩ și 100—500 pF, formează sarcina detectorului *MA*. O valoare mai mare pentru R_4, R_1 și mai mică pentru C_3, C_4 înseamnă favorizarea frecvențelor înalte audio (audiție stridentă) și instabilitatea amplificatorului *AF* datorită pătrunderii frecvențelor *FI* în etajele *AF*. La aceste manifestări se adaugă creșterea nivelului de zgomot (fîșîit continuu). La o valoare mare cresc distorsiunile apar sforăituri), ca o consecință a gîtuirii frecvențelor audio înalte.

Valoare mai mică pentru R_1 sau R_3 ($R_1 < 0{,}1$ MΩ) și mai mare pentru (C_3 sau C_6 ($C_3 > 400$ pF) înseamnă suprimarea frecvențelor înalte audio (audiție gravă) și micșorarea sensibilității datorită amortizării în proporție mai mare a transformatorului *FI-MA*. La radioreceptoarele cu tranzistoare, valoarea rezistenței de sarcină este cuprinsă între 2 și 5 kΩ și a condensatorului de detecție între 3 și 5 nF.

R_2, C_8 (fig. 8.18) cu valorile de 40—100 kΩ, și 50—150 pF alcătuiesc filtrul trece-jos pentru suprimarea frecvenței FI_{MA}. O valoare mai mare pentru R_2 și C_8 înseamnă atenuarea frecvențelor înalte audio și micșorarea sensibilității etajului. Valori mai mici favorizează pătrunderea frecvenței FI_{MA} în etajele *AF*. La radioreceptoarele cu tranzistoare R_2 este de 1—5 kΩ și C_8 de 1—10 nF.

R_5 (0,5—2,5 MΩ) și C_5 (10—100 nF) din figura 8.17 formează circuitul de filtrare a tensiunii *RAA*. O valoare mai mare pentru R_5 și mai mică pentru C_9 înseamnă o creștere a modulației cu zgomot de rețea. O valoare mai mică pentru R_5 și C_9 înseamnă micșorarea constantei de timp R_5 și C_9. Aceasta are ca efect creșterea nivelului de zgomote (sensibilitatea excesivă la paraziți) eventual intrarea în oscilație a amplificatorului FI_{MA}. O valoare mai mare pentru R_5 și C_9 înseamnă creșterea constantei de timp R_5, C_9. Aceasta se manifestă prin zone de tăcere și sensibilitate excesivă în procesul de selecție a posturilor. Astfel, un post puternic provoacă creșterea tensiunii de negativare, deci o zonă de tăcere în jurul lui, în timp ce trecerea de la un post slab la unul puternic se face cu sensibilitate excesivă.

Recepționarea semnalelor cu nivel mijlociu este perturbată un timp scurt după apariția unor trenuri de paraziți cu nivel mare.

c. Etaj demodulator pentru emisiunile stereofonice

În ultimul timp, pe lîngă radioreceptoarele clasice *MA* sau *MA-MF* au intrat în fabricație și radioreceptoarele destinate să recepționeze emisiunile stereofonice. Evoluția a fost firească și impusă în radiodifuziune de către marele public, obișnuit cu audierea înregistrărilor stereofonice de pe discuri și benzi prin intermediul picupurilor și magnetofoanelor.

Etajul de modulare pentru aceste emisiuni reclamă unele perfecționări izvorîte din particularitățile transmisiunilor stereofonice. Astfel semnalul stereo ocupă domeniul de frecvențe cu limita superioară de 53 kHz (față de 15 kHz la emisiunile monofonice *MF*). Banda de trecere a detectorului de raport trebuie să ocupe circa 500 kHz pentru emisiunile stereo față de 180 kHz pentru emisiunile monofonice *MF*.

Între detectorul de raport și circuitul de decodare stereo nu este permis să se introducă filtre *RC*. Din această cauză grupul *RC* de dezaccentuare a frecvențelor înalte pentru emisiuni monofonice se conectează după circuitul de decodare. Coeficientul de distorsiuni pentru emisiunile stereo nu trebuie să depășească 1%. Această cerință impune ca punctul central al curbei S să corespundă perfect cu frecvența intermediară f_i. Circuitul de decodare și reglarea acestor circuite se va prezenta în capitolul 19.

Capitolul 9

AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ

A. GENERALITĂȚI

Rolul amplificatorului de audiofrecvență *AF* din radioreceptoare este de a amplifica semnalele de frecvență audio corespunzătoare muzicii sau vorbirii, care au constituit semnalul modulator, și de a furniza la ieșire o putere de *AF*, la valoarea necesară acționării traductorului (difuzor sau cască).

În principiu amplificatorul de *AF* (schema bloc din fig. 9.1) este constituit dintr-un amplificator de semnal mic și dintr-un amplificator de semnal mare (de putere).

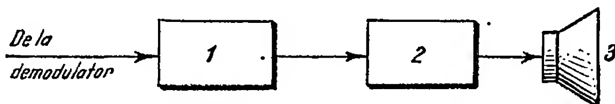


Fig. 9.1. Schema bloc a amplificatorului de *AF*
1 — amplificator de semnal mic; *2* — amplificator de semnal mare; *3* — difuzor.

Pentru excitația etajului amplificator de semnal mare (amplificator final) este nevoie la intrarea acestuia de tensiuni și puteri care nu pot fi asigurate de către etajul demodulator, întrucît acesta furnizează un semnal prea mic (zeci sau sute de milivolți).

Din această cauză semnalul de *AF*, obținut la ieșirea demodulatorului, este mai întîi amplificat în amplificatorul de semnal mic și apoi aplicat la etajul final.

În radioreceptoarele cu tranzistoare amplificatorul de semnal mic conține cel puțin două etaje, ultimul etaj al acestui amplificator (etajul prefinal) fiind și amplificator de putere mică, putere necesară excitării etajului final. Restul etajelor din amplificatorul de semnal mic practic nu consumă putere și din această cauză se mai numesc și amplificatoare de tensiune.

Pentru a-și asigura în condiții de bună funcționare rolul pe care-l are în radioreceptor amplificatorul de audiofrecvență, trebuie ca indicii săi calitativi să satisfacă o serie de cerințe. Astfel :

— *Amplificarea de tensiune A (în modul) să fie cît mai mare și cît mai constantă în timp.* Trebuie reținut faptul că, prin amplificarea pe care o realizează etajele de *AF* contribuie și ele la sensibilitatea radioreceptorului, însă această amplificare nu poate depăși o anumită valoare, întrucît, în caz contrar, stabilitatea receptorului nu mai este asigurată și apare pericolul intrării în oscilație a montajului.

— *Amplificarea de putere A_p trebuie să fie mare.* În cazul amplificatoarelor *AF* cu tranzistoare această mărime este foarte importantă întrucît etajul final necesită totdeauna drept excitaţie o putere de audiofrecvenţă. În ceea ce priveşte puterea utilă maximă a etajului amplificator de semnal mare, aceasta trebuie obţinută de la elementul activ (tranzistor sau tub) fără să se depăşească disipaţia maximă admisibilă, cu distorsiuni de frecvenţă şi de neliniaritate mai mici decît valorile impuse.

— *Banda de frecvenţe amplificate să fie suficientă pentru reproducerea în bune condiţii a vorbirii şi muzicii.* Banda audio începe de obicei de la o frecvenţă minimă de 60 —120 Hz şi se întinde pînă la o frecvenţă maximă de 5 —15 kHz. Pentru reproducerea vorbirii banda de 300 —2 500 Hz este satisfăcătoare, iar pentru programele muzicale se foloseşte curent o bandă de frecvenţe cuprinsă între 60 şi 5 000 Hz pentru amplificatoarele utilizate în radioreceptoarele cu *MA* şi pînă la 15 kHz pentru amplificatoarele utilizate în radioreceptoarele cu *MF*. Trebuie reţinut aici faptul că orice lărgire a benzii de frecvenţe atrage după sine o micşorare a amplificării necesitînd deci etaje amplificatoare suplimentare şi de aici scumpirea aparatului.

— *Distorsiunile să fie cît mai mici.* Pentru etajele amplificatoare de semnal mic interesează numai distorsiunile de frecvenţă, cele de fază şi cele de neliniaritate, avînd o importanţă secundară. Într-adevăr, distorsiunile de fază nu prezintă un interes deosebit pentru că urechea are proprietatea de a nu sesiza existenţa acestor distorsiuni, cît timp ele nu capătă valori exagerat de mari.

Distorsiunile de neliniaritate sînt practic neglijabile, întrucît în etajele de semnal mic caracteristicile statice ale tranzistoarelor sau tuburilor pot fi considerate liniare. Distorsiunile de frecvenţă sînt cele mai importante întrucît ele stabilesc banda de frecvenţe a etajului. Distorsiunile de frecvenţă (adică variaţia valorii amplificării cu frecvenţa) se datoresc fie reactanţelor condensatoarelor, fie reactanţelor transformatorului de cuplaj între etaje. Pentru ca etajul amplificator să realizeze banda de frecvenţe necesară, trebuie ca în interiorul benzii considerate aceste reactanţe să nu influenţeze, prin variaţia lor, valoarea amplificării sau, în orice caz, să influenţeze în limitele dinainte fixate.

— *Pentru etajele amplificatoare de putere, distorsiunile de neliniaritate capătă o importanţă deosebită.* Într-adevăr, în acest caz, caracteristicile statice ale tuburilor sau tranzistoarelor nu mai sînt liniare şi puterea utilă maximă ce se consideră că poate fi obţinută de la un etaj final este limitată de distorsiunile de neliniaritate, care nu trebuie să depăşească o anumită valoarea impusă. Practic se admit distorsiuni maxime de aproximativ 10% (valori uzuale : 5 —8 %). Problema reducerii distorsiunilor este rezolvată prin utilizarea de elemente active cu caracteristici cît mai liniare şi prin folosirea reacţiei negative. Distorsiunile de frecvenţă ale etajului amplificator de putere sînt produse de către tub (trazistor) şi în special de transformatorul de ieşire. Aceste distorsiuni vor fi studiate odată cu analiza etajelor finale cu transformator de ieşire.

— *Randamentul etajului amplificator să fie cît mai mare.* Este o cerinţă importantă faţă de un etaj amplificator *AF* de putere. Randamentul η este exprimat prin raportul între puterea utilă de *AF* (P_u) debitată pe impedanţa difuzorului, şi puterea în curent continuu (P_a) absorbită de etajul amplificator. Cu cît această valoare este mai apropiată de unitate, cu atît este mai

mare economia în utilizarea sursei de energie, în special în cazul radioreceptoarelor alimentate de la baterii.

Trebuie reținut însă faptul că totuși condițiile de funcționare ale etajului final se stabilesc în primul rînd din considerentul de a se obține puterea utilă maximă, cu gradul de distorsiuni admis și numai apoi se caută ca, pe cît posibil, randamentul să fie cît mai mare.

B. AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ DE SEMNAL MIC

Amplificatorul de *AF* de semnal mic este situat între demodulator și amplificatorul final, rolul său fiind de a realiza o amplificare cît mai mare, care să se mențină constantă într-o bandă cît mai largă de frecvențe audio și este constituit din unul sau mai multe etaje. Trebuie reținut faptul că în aceste etaje sînt conținute elementele care fac posibilă modificarea, după dorință, a diverșilor parametri ai audiției, cum sînt, de exemplu, reglajul de volum, reglajul de ton etc. Justificarea constă în aceea că prelucrarea semnalului în aceste etaje este comodă și simplu de realizat.

1. AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ DE SEMNAL MIC CU TRANZISTOARE

Amplificatorul de *AF* de semnal mic cu tranzistoare conține cel puțin două etaje amplificatoare, iar etajul prefinal este și amplificator de putere, această putere fiind necesară excitării etajului amplificator final.

Tipurile reprezentative de astfel de amplificatoare de *AF* sînt :

— amplificatoare cu cuplaj *RC* ;
— amplificatoare cu cuplaj prin transformator ;
— amplificatoare cu ieșire simetrică ;
— amplificatoare cu cuplaj direct.

Din punctul de vedere al modului de conectare al tranzistorului, în aceste amplificatoare se folosește cel mai mult schema cu emitorul comun, un astfel de montaj prezentînd, față de schema cu baza comună, atît rezistență de intrare mai mare, cît și o amplificare de putere mai mare.

În general, în amplificatoarele de *AF* de semnal mic cu tranzistoare primul etaj se întîlnește, în majoritatea cazurilor, în schema cu emitor comun cu cuplaj *RC*, iar al doilea etaj în schemă cu emitorul comun și cu cuplaj fie direct, fie prin transformator.

a. Amplificatorul de AF de semnal mic cu cuplaj prin rezistență-capacitate (RC)

În figura 9.2, *a* este prezentată schema electrică de principiu a unui astfel de etaj și modul de cuplare la etajul următor. Este cea mai folosită schemă pentru amplificatoarele de *AF* cu cuplaj *RC*. Etajul amplificator este echipat cu tranzistorul T_1. Rezistențele R_1 și R_2 reprezintă divizorul care realizează polarizarea bazei tranzistorului T_1, iar R_3 este rezistența de

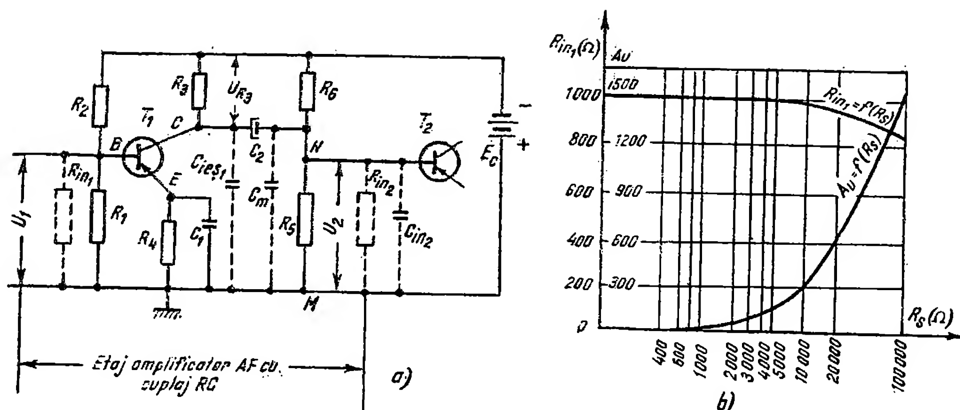


Fig. 9.2. Amplificator de *AF* de semnal mic cu cuplaj *RC*:
– schema de principiu; *b* – variaţia rezistenţei de intrare şi a amplificării la frecvenţe audio medii în funcţie de *RO*.

sarcină a amplificatorului. Rezistenţa R_4 serveşte pentru stabilizarea funcţionării tranzistorului faţă de variaţiile de temperatură, iar condensatorul C_1 decuplează la masă pe R_4. C_2 este condensatorul de cuplaj cu etajul următor, echipat cu tranzistorul T'_2, iar R_5 şi R_6 este divizorul care realizează polarizarea bazei tranzistorului T_2, dar care, în acelaşi timp face parte şi din rezistenţa de sarcină a amplificatorului cu cuplaj *RC*.

Pentru a stabili proprietăţile acestui etaj (fig. 9.2, *a*), referitoare la amplificare şi banda de trecere, se realizează schema echivalentă din figura 9.3, care este valabilă pentru întreaga bandă de frecvenţe audio şi unde prin C_p s-a notat:

$$C_p = C_{ieş\,1} + C_m + C_{in\,2}. \tag{9.1}$$

Referitor la spectrul de frecvenţe audio, acesta poate fi împărţit în trei regiuni distincte: frecvenţe audio medii (cîteva mii de herţi), frecvenţe audio inferioare (zeci sau sute de herţi) şi frecvenţe audio superioare (peste cîteva mii de herţi).

În domeniul frecvenţelor audio medii (fig. 9.3) reactanţa mare a condensatorului C_p poate fi neglijată faţă de R_e (reprezentat prin grupul paralel al rezistenţelor R_5, R_6, R_{in2}), cu care se află în paralel (bateria E_c reprezintă

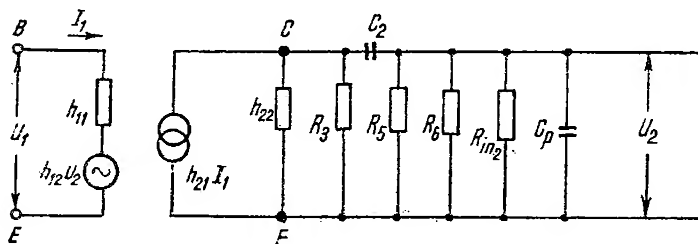


Fig. 9.3. Schema echivalentă a amplificatorului din figura 9.2 valabilă pentru întreaga bandă de frecvenţe audio.

un scurtcircuit pentru curentul alternativ şi deci R_e este conectată la masă). De asemenea, reactanţa condensatorului de cuplaj C_2 este mult mai mică decît R_e. Rezultă că la frecvenţele audio medii rezistenţele R_5, R_6 şi R_{in2} sînt conectate în paralel cu R_3. Ţinînd seamă de aceste observaţii circuirul echivalent al unui etaj amplificator la frecvenţe audio medii are structura prezentată în figura 9.4, *a* unde se observă că în acest caz sarcina etajului R_s este pur rezistivă şi egală cu :

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{in2}} \tag{9.2}$$

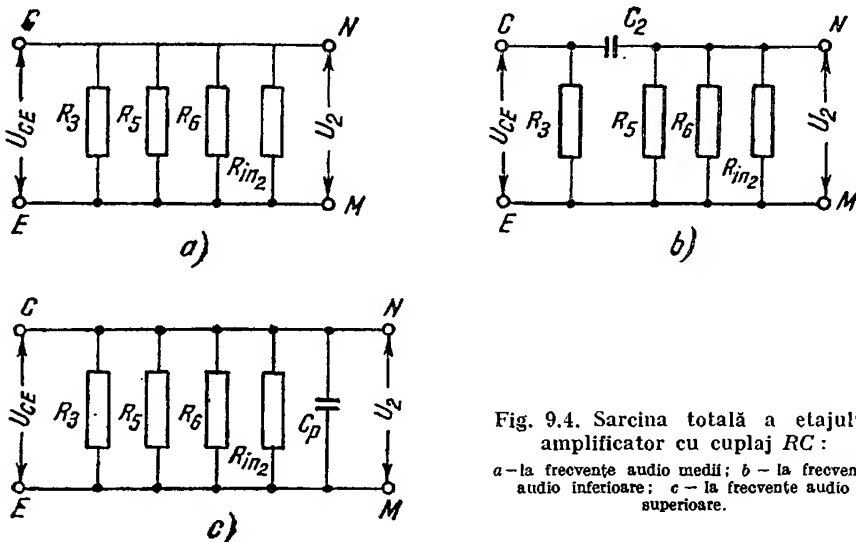


Fig. 9.4. Sarcina totală a etajului amplificator cu cuplaj *RC* :
a – la frecvenţe audio medii; *b* – la frecvenţe audio inferioare; *c* – la frecvenţe audio superioare.

Ca ordin de mărime R_5 este de cîţiva kiloohmi, R_6 este de zeci de kiloohmi, iar rezistenţa de intrare R_{in2} a tranzistorului T_2 are ordinul de mărime în jurul a 1 kΩ.

Rezistenţa de ieşire a tranzistorului amplificator T_1 este de ordinul a 50 – 100 kΩ şi practic ea nu influenţează asupra valorii echivalente a rezistenţei de sarcină R_s.

În ceea ce priveşte rezistenţa de colector R_3, aceasta are prin valoarea sa o mare importanţă asupra funcţionării amplificatorului. Astfel, avînd în vedere că rezistenţa de intrare R_{in1} a unui tranzistor depinde de rezistenţa sa de sarcină (fig. 9.2, *b*) rezultă că este avantajos să se aleagă o valoare mai redusă pentru R_s (deci şi pentru R_3). În acest fel, prin creşterea rezistenţei R_{in1} este redusă influenţa acestuia asupra amplificatorului care precede etajul echipat cu tranzistorul T_1 (fig. 9.2, *a*).

Din graficul prezentat în figura 9.2, *b* se observă însă că, dacă se aleg pentru rezistenţa R_s valori cuprinse între 1 şi 10 kΩ, variaţia rezistenţei de intrare R_{in1} este practic neglijabilă şi că deci, din acest punct de vedere rezistenţa de sarcină se poate lua de ordinul zecilor de kiloohmi. Urmărind, pe acelaşi grafic, variaţia amplificării cu rezistenţa de sarcină, se observă că

amplificarea de tensiune a etajului crește odată cu creșterea lui R_s, în această privință rezultînd că este de dorit ca R_s să fie aleasă de valoare cît mai mare. Practic însă, avînd în vedere valorile celorlalte rezistențe care compun pe R_s, această mărime nu poate depăși 500 – 800 Ω. În aceste condiții, rezultă din calculul amplificării de tensiune A_u că utilizarea pentru R_3 a unei valori mai mari de circa trei ori R_s (adică $R_3 > 10$ kΩ) nu are practic sens, deoarece peste această limită amplificarea se modifică foarte puțin. O valoare prea mare pentru rezistența R_3 prezintă însă dezavantaje din punctul de vedere al pierderii de tensiune continuă la bornele sale, ceea ce duce la reducerea tensiunii pe colectorul tranzistorului amplificator. Impunînd valoarea de tensiune continuă admisă la bornele rezistenței R_3 și avînd cunoscut curentul mediu de colector I_{c0}, mărimea necesară pentru R_3 rezultă din relația :

$$R_3 = \frac{U_{R_3}}{I_{c_0}}.$$

Valorile rezistenței R_3 stabilite pe această cale sînt cuprinse între 3 și 10 kΩ, ceea ce satisface simultan și condiția de realizare a unei amplificări suficiente.

Din cele prezentate mai sus rezultă că rezistența R_3 se va calcula mai întîi din condiția ca tranzistorul amplificator să lucreze în punctul de funcționare dorit. Valoarea astfel obținută urmează să fie adoptată în montaj în situația în care se asigură simultan și o amplificare A_u satisfăcătoare. Dacă însă rezultă pentru rezistența R_3 o valoare prea mică (de exemplu $R_3 < 3$kΩ), înseamnă că amplificarea scade prea mult, și, în aceste condiții, se impune să se modifice punctul mediu de funcționare al tranzistorului, spre a se obține pentru R_3 valoarea necesară.

În ceea ce privește amplificarea de tensiune A_0 a etajului amplificator T_1, prezentat în figura 9.2, *a* și exprimată prin parametrii h_e, aceasta este dată de relația :

$$|A_0| = \frac{h_{21e} R_s}{h_{11e} + \Delta h_e R_s} \tag{9.3}$$

unde :

$$h_e = h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e} \tag{9.4}$$

iar R_s are semnificația dată de relația (9.2).

Așa cum rezultă din schema echivalentă, în domeniul frecvențelor audio medii, amplificarea A_0 este constantă, iar caracteristica de frecvență este orizontală (fig. 9.5).

În domeniul frecvențelor audio inferioare reactanța condensatorului C_2 crește și nu mai poate fi neglijată față de valoarea grupului paralel al rezistențelor R_5, R_6, R_{in2} și schema echivalentă în acest caz capătă forma din figura 9.4, *b*.

Odată cu creșterea reactanței condensatorului C_2 amplificarea în domediul frecvențelor inferioare A_j scade față de amplificarea A_0 de la frecvențe medii, în acest caz grupul C_2, R_e formînd un divizor de tensiune, datorită căruia o parte din tensiunea U_{CE} este pierdută la bornele condensatorului C_2, făcînd ca tensiunea U_2 să fie mai mică decît tensiunea U_{CE}. Notînd cu R' mărimea :

$$R' = R_3 + R_e \tag{9.5}$$

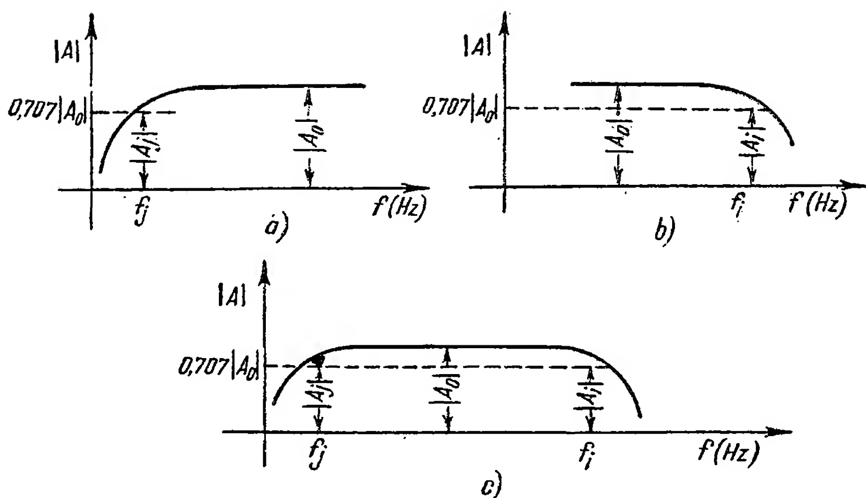


Fig. 9.5. Caracteristica de frecvență a amplificatorului cu cuplaj *RC*
a — la frecvențe audio medii și inferioare; *b* — la frecvențe audio medii și superioare; *c* — caracteristica de frecvență pentru întreaga bandă de *AF*.

unde:

$$R_e = \frac{R_5 \cdot R_6 R_{in2}}{R_5 R_6 + R_5 R_{in2} + R_6 R_{in2}} \tag{9.6}$$

expresia amplificării în domeniul frecvențelor audio inferioare A_j este:

$$A_j = \frac{A_0}{1 + \frac{1}{j\omega_j C_2 R'}}. \tag{9.7}$$

Modulul acestei amplificări reprezintă caracteristica de frecvență a amplificatorului în domeniul frecvențelor audio inferioare:

$$|A_j| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \frac{1}{[\omega_j C_2 R']^2}}}. \tag{9.8}$$

Caracteristica de frecvență relativă are expresia

$$\frac{|A_j|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j C_2 R')^2}}}. \tag{9.9}$$

Dacă se admite ca micșorarea amplificării la limita benzii de frecvențe amplificate să fie de 3 dB, adică

$$\frac{|A_{j\,min}|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{9.10}$$

se obține

$$f_j = \frac{1}{2\pi C_2 R'}. \tag{9.11}$$

Valoarea lui R' este de ordinul kiloohmilor şi din această cauză (v. relaţia 9.8) rezultă pentru C_2 o capacitate de cîţiva microfarazi. În figura 9.5, *a* este prezentată caracteristca de frecvenţă, la frecvenţe audio inferioare.

În domeniul frecvenţelor audio superioare reactanţa condensatorului C_p scade şi devine comparabilă cu R'' (reprezentată prin grupul paralel al rezistenţelor R_3, R_e), din care cauză nu mai poate fi neglijată. Schema echivalentă în acest caz capătă forma din figura 9.4, *c*.

Deşi tensiunea U_{CE} apare în întregime la ieşire, totuşi amplificarea la frecvenţe audio superioare A_s este mai mică decît A_0, aceasta din cauza faptului că în paralel pe rezistenţa R'' apare reactanţa condensatorului C_p, care face ca valoarea impedanţei de sarcină a amplificatorului să se reducă. Capacitatea C_p are valoarea :

$$C_p = C_{ies_1} + C_m + C_{in_2} \tag{9.12}$$

unde :

C_{ies_1} este capacitatea de ieşire a tranzistorului amplificator T_1 ;
C_{in_2} — capacitatea de intrare a tranzistorului T_2;
C_m — capacitatea montajului.

Notînd cu R'' grupul paralel al rezistenţelor R_3 şi R_e adică

$$\frac{1}{R''} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{in_2}} \tag{9.13}$$

expresia amplificării în domeniul frecvenţelor audio superioare A_s este :

$$A_s = \frac{A_0}{1 + j\omega_s C_p R''}. \tag{9.14}$$

Modulul acestei amplificări reprezintă caracteristica de frecvenţă a amplificatorului în domeniul frecvenţelor audio superioare :

$$|A_s| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + (\omega_s C_p R'')^2}}. \tag{9.15}$$

Caracteristica de frecvenţă relativă are expresia

$$\frac{|A_s|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_s C_p R'')^2}} \tag{9.16}$$

Dacă se admite ca micşorarea amplificării la limita benzii de frecvenţe să fie de 3 dB adică

$$\frac{|A_{s\,min}|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{9.17}$$

se obţine

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_t R''} \tag{9.18}$$

În figura 9.5, *b* este prezentată caracteristica de frecvenţă, la frecvenţe audio superioare.

Compunînd curbele din figurile 9.5, *a* şi *b* se obţine caracteristica totală de frecvenţă a unui amplificator cu cuplaj prin rezistenţă-capacitate (fig. 9.5, *c*). Raportînd valorile amplificărilor $|A_j|$ şi $|A_i|$ la $|A_0|$, se poate trasa o caracteristică de frecvenţă universală.

Ca o concluzie finală trebuie reținut faptul că forma caracteristicii de frecvență a amplificatorului cu tranzistoare este determinată de elementele circuitului, la frecvențele joase căderea caracteristicii fiind datorată condensatorului de cuplare C_2, iar la frecvențe înalte, capacităților parazite C_p.

b. Amplificatorul de AF de semnal mic cu cuplaj prin transformator

De obicei, pentru cuplajul cu etajul final este utilizat un transformator care constituie sarcina preamplificatorului de mică putere (de semnal mic).

Schema de principiu cea mai frecvent folosită este prezentată în figura 9.6, *a*.

P incipalele avantaje ale acestui montaj sînt:

— permite o realizare a adaptării între preamplificator și etajul final;

— datorită transformatorului de cuplaj T_r, intrarea etajului final se poate alimenta cu curent de *AF* relativ mare, fără ca valoarea curentului corespunzător de colector al lui T_1 să fie prea mare. Aceasta se realizează prin utilizarea unui transformator de cuplaj cu raport de transformare subunitar. Dealtfel, acest raport subunitar este necesar și pentru adaptarea rezistenței de intrare mici (sute de ohmi) a tranzistorului final la rezistența efectivă de sarcină din colectorul tranzistorului prefinal (mii de ohmi).

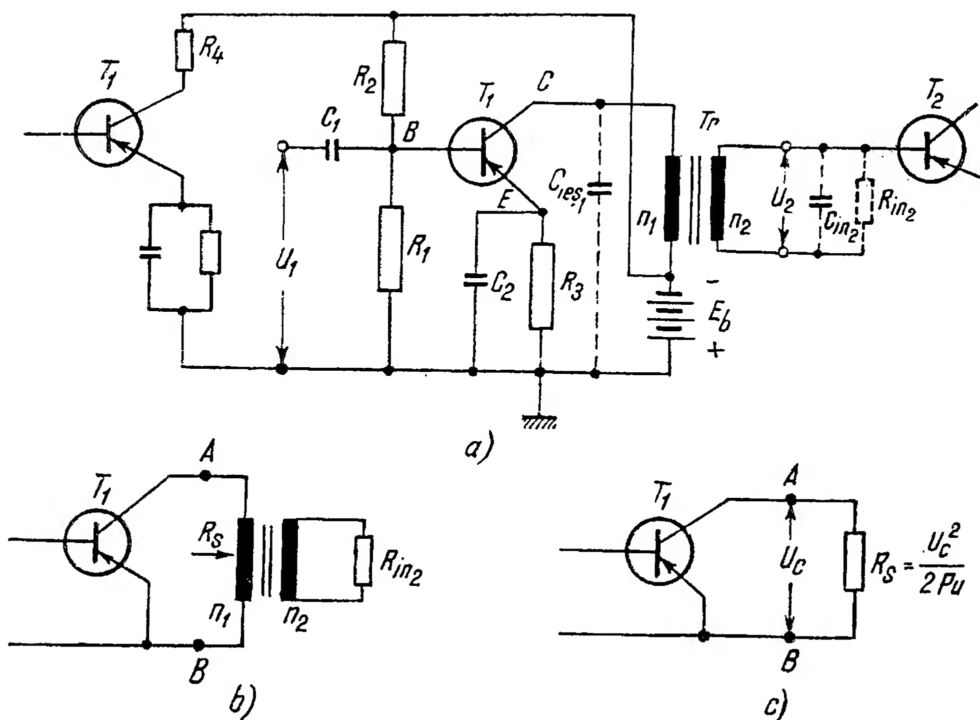


Fig. 9.6. Amplificator *AF* de semnal mic cu cuplaj prin transformator:
a – schema de principi *b* – schema echivalentă în curent alternativ cu transformator; *c* – schema echivalentă în curent alternativ cu rezistență echivalentă de sarcină.

Tranzistorul utilizat într-un astfel de etaj amplificator trebuie să poată furniza la ieşire puterea de AF de cîţiva miliwaţi necesară pentru excitaţia etajului final. Practic, tranzistorul T_1 funcţionează în clasa A cu puterea disipată foarte mică faţă de puterea maximă disponibilă.

Sarcina utilă a amplificatorului echipat cu T_1 este constituită din rezistenţa R_s, pe care tranzistorul o „simte" între punctele $A-B$ (fig. 9.6, c), valoarea ei rezultînd din condiţia obţinerii puterii utile (P_u), necesară în circuitul de colector al tranzistorului T_1:

$$R_s = \frac{U_c^2}{2\,P_u}. \tag{9.19, a}$$

Raportul de transformare $\frac{n_1}{n_2}$ se alege astfel încît să fie realizată condiţia (fig. 9.6, b):

$$R_s = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \cdot R_{in_2} \tag{9.19, b}$$

relaţie în care randamentul transformatorului s-a considerat egal cu unitatea.

Avînd cunoscute mărimile R_s şi R_{in_2}, valoarea raportului de transformare rezultă din relaţia:

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_s}{R_{in_2}}}. \tag{9.20}$$

Cum R_{in_2} este de sute de ohmi, iar R_s este de ordinul kiloohmilor, rezultă n_1/n_2 egal cu circa 5/1.

Pentru calculul amplificării la diverse frecvenţe a schemei din figura 9.6, a se recurge la circuitul echivalent din figura 9.7. Semnificaţia elementelor din montaj este următoarea: C_{m_1} şi C_{m_2} reprezintă capacităţile distribuite ale montajului; C_{ies_1} şi C_{in_2} reprezintă capacitatea de ieşire a tranzistorului T_1, respectiv capacitatea de intrare a tranzistorului T_2; R_{p1} este rezistenţa de amortizare care se introduce uneori în paralel pe înfăşurarea primară a transformatorului de ieşire; R_0 este rezistenţa care reprezintă pierderile în transformator prin histerezis şi curenţi Foucault; L_1 şi r_1 reprezintă inductanţa bobinei primare a transformatorului, respectiv rezistenţa sa la frecvenţe audio, rezistenţă care este aproximativ egală cu cea în curent continuu; L_2 şi r_2, inductanţa bobinei secundare a transformatorului, respectiv rezis-

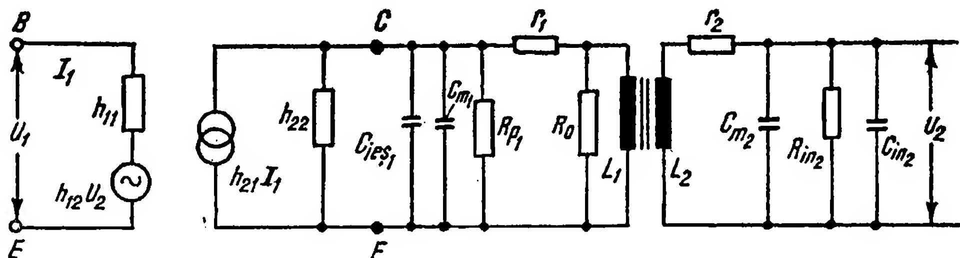


Fig. 9.7. Circuitul echivalent al unui etaj amplificator AF cu cuplaj prin transformator pentru întreaga bandă de frecvenţe audio.

tenţa sa; R_{in_2}, rezistenţa de intrare a tranzistorului T_2. Avînd în vedere că $r_1 \ll R_0$, $R_0 \gg R_{p1}$, $R_0 \gg \frac{1}{h_{22}}$ şi reducînd toate elementele din circuitul secundar la circuitul primar, circuitul echivalent la frecvenţe audio medii este cel prezentat în figura 9.8, *a*. În ceea ce priveşte valoarea amplificării unui astfel de etaj, la frecvenţele audio medii, aceasta poate fi determinată utilizînd relaţia (9.3). Ţinînd seamă de circuitele echivalente ale transformatorului la frecvenţe audio inferioare şi superioare (fig. 9.8, *b* şi *c*) şi raportînd amplificările de la aceste frecvenţe, la amplificarea de la frecvenţele audio medii, se pot determina mărimile $\frac{|A_j|}{|A_0|}$ şi $\frac{|A_s|}{|A_0|}$. Astfel pentru amplificarea de tensiune în domeniul frecvenţelor audio inferioare (fig. 9.8, *a*) se găseşte următoarea relaţie:

$$\frac{|A_j|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{\omega_j L_1}\right)^2}} \tag{9.21, a}$$

unde A_0 este amplificarea de tensiune la frecvenţele audio medii, L_1 este inductanţa bobinei primarului transformatorului, iar R_e are valoarea:

$$R_e = R_s - r_1 \cong R_s. \tag{9.21, b}$$

Rezultă din relaţia (9.21, a) că amplificarea scade la frecvenţele audio inferioare, iar frecvenţa minimă din banda de trecere, la 3 dB, este:

$$f_{min} = \frac{R_e}{2\pi L_1} \cong \frac{R_s}{2\pi L_1}. \tag{9.22}$$

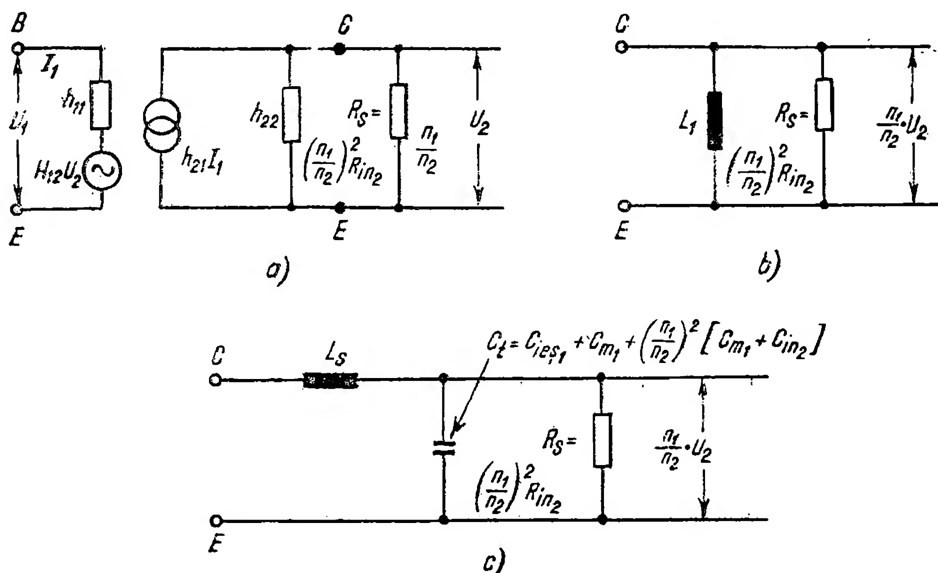


Fig. 9.8. Circuitul echivalent a unui etaj amplificator *AF* cu cuplaj prin transformator: *a* — la frecvenţe audio medii; *b* — la frecvenţe audio inferioare; *c* — la frecvenţe audio superioare.

În domeniul frecvenţelor audio superioare (fig. 9.8, *c*) devin importante inductanţele de scăpări magnetice (L_s) şi capacităţile parazite (C_t).

Valoarea amplificării de tensiune pentru aceste frecvenţe este :

$$\frac{|A_s|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_s L_s}{R_{ies} + R_s}}} \tag{9.23}$$

unde reactanţa condensatorului C_t s-a neglijat întrucît este foarte mare faţă de rezistenţa de sarcină $R_s = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_{in_2}$.

Valoarea lui $R_{ieş}$ este dată de relaţia :

$$R_{ieş} = \frac{h_{11e} + R_g}{\Delta h_g + h_{22} R_g} \tag{9.24}$$

în care R_g este rezistenţa interioară a generatorului de la care se aplică semnalul la intrarea tranzistorului T_1 şi are expresia :

$$\frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \tag{9.25}$$

unde R_1 şi R_2 sînt rezistenţele de polarizare ale bazei tranzistorului T_1, iar R_4 este rezistenţa din circuitul de colector al tranzistorului precedent (fig. 9.6, *a*).

Acest amplificator prezintă, faţă de amplificatorul *RC*, dezavantajul că transformatorul are o cădere mai rapidă a caracteristicii de frecvenţă şi este mai scump.

c. Amplificator de AF de semnal mic cu ieşire simetrică

Dacă etajul final este realizat într-un montaj în contratimp, preamplificatorul, datorită cuplajului prin transformator, poate îndeplini rolul unui inversor de fază, adică să realizeze tensiunea în antifază necesară celor două tranzistoare din etajul final (fig. 9.9, *a*).

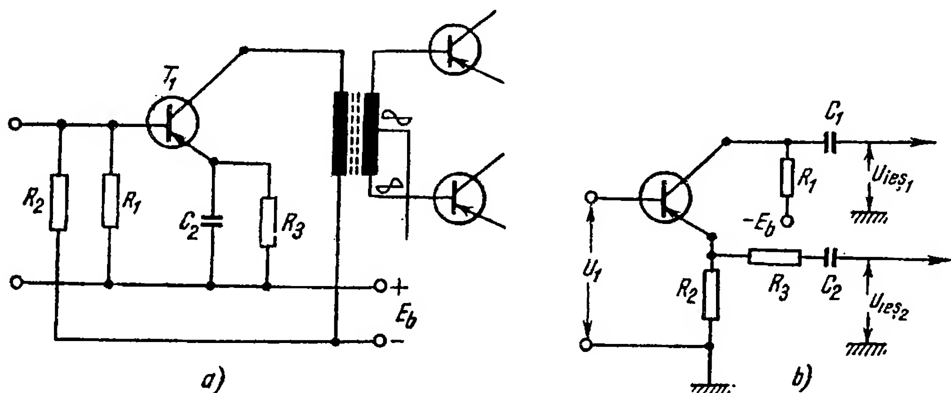


Fig. 9.9. Inversor de fază cu ieşire simetrică :
a — cu transformator ; *b* — cu sarcină distribuită.

În afară de tipul cu cuplaj prin transformator, etajul care precede un amplificator final în contratimp poate fi și un inversor de fază cu sarcina distribuită. Schema de principiu a unui astfel de etaj este prezentată în figura 9.9, *b*.

Avînd în vedere că deși $R_1 = R_2$, impedanța de ieșire din emitor (Z_{ie_E}) este mai mică decît impedanța de ieșire din colector (Z_c), este necesară egalizarea celor două impedanțe. Pentru aceasta se introduce în montaj rezistența R_3, aproximativ egală cu rezistența R_1. În acest fel, cele două tensiuni de excitație U_{ies_1} și U_{ies_2} devin practic egale.

d. Amplificator de AF de semnal mic cu cuplaj direct

Un astfel de amplificator (fig. 9.10) se utilizează ca etaj prefinal, cuplat direct cu etajul final. Acest amplificator, echipat cu tranzistorul T_1, prezintă avantajul că are schema foarte simplă în sensul că nu mai are nici condensator și nici transformator de cuplaj. În aceste condiții el dispune de o caracteristică de frecvență foarte bună.

Dimensionarea rezistenței de sarcină R_1 a acestui amplificator rezultă din condiția ca la colectorul tranzistorului T_1 să existe, față de masă, tensiunea egală cu tensiunea față de masă, de la baza tranzistorului T_2.

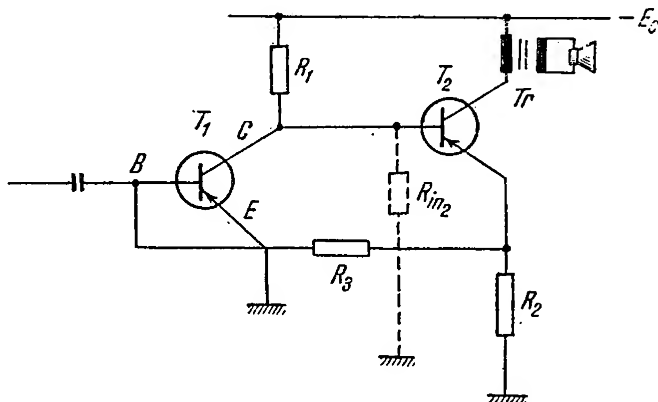


Fig. 9.10. Schema de principiu a unui amplificator *AF* cu cuplaj direct.

Rezistența de sarcină totală a tranzistorului T_1 este R_s egală cu :

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{in_2}} \tag{9.26}$$

unde R_{in_2} este rezistența de intrare a etajului final.

AMPLIFICATOARE DE AUDIO FRECVENȚĂ AF DE SEMNAL MIC CU TUBURI ELECTRONICE

La radioreceptoarele cu tuburi electronice amplificatorul de semnal mic este, în majoritatea cazurilor, amplificator de tensiune. Excepție face în cazul în care un astfel de etaj servește ca inversor de fază pentru un etaj amplificator final în contratimp.

Ca număr de etaje amplificatorul de tensiune conține, în general, un singur etaj și numai în condițiile în care se cere la ieșire o putere audio mai mare sînt prevăzute mai multe etaje amplificatoare.

Amplificatoarele de tensiune cu tuburi electronice pot avea ca sarcină rezistențe, bobine de șoc sau transformatoare și pot realiza cuplajul cu etajul următor în diverse moduri. În corespondență directă cu aceste elemente caracteristice se deosebesc următoarele scheme reprezentative de amplificatoare *AF* de semnal mic :

— amplificator cu cuplaj prin rezistență-capacitate (*RC*) ;
— amplificatoare cu cuplaj prin transformator ;
— amplificatoare cu ieșire simetrică.

a. Amplificator de tensiune de AF cu cuplaj prin rezistență-capacitate

În figura 9.11, *a* este prezentată schema de principiu a unui astfel de amplificator și modul de conectare la etajul următor.

Ținînd seamă de prezența în montaj a reactanțelor capacitive, este evident că funcționarea etajului deprinde de frecvență. Cum etajul este destinat să amplifice în condiții cît mai uniforme un anumit spectru de *AF*, rezistențele și condensatoarele din montaj trebuie să fie astfel dimensionate încît, în interiorul benzii de frecvențe necesar a fi amplificată, reactanțele capacitive din montaj să aibă efecte numai în limitele dinainte fixate.

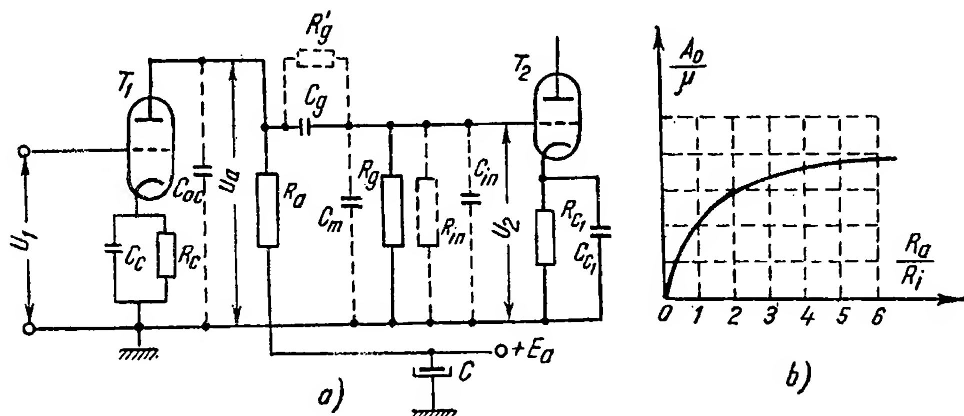


Fig. 9.11. Amplificator de *AF* de semna mic cu cuplaj prin rezistență-capacitate : *a* – schema de principiu ; *b* – curba de variație a amplificării în funcție de rezistența de sarcină echivalentă R_e.

Referindu-ne la montajul din figura 9.11, *a*, circuitul echivalent pentru întreaga bandă de frecvențe audio este prezentat în figura 9.12, *a*, unde R_i este rezistența internă a tubului electronic, iar $C_t = C_{ac} + C_m + C_{in}$.

În domeniul frecvențelor audio medii, circuitul echivalent al unui astfel de etaj amplificator este cel din figura 9.12, *b*, unde se observă că în

acest caz sarcina etajului este pur rezistivă şi formată din rezistenţele R_a şi R_g, conectate în paralel. Rezultă deci că într-o anumită bandă din spectrul audio amplificarea rămîne aproximativ constantă şi egală cu A_0 :

$$A_0 = \frac{\mu \frac{R_a R_g}{R_e R_g}}{R_1 + \frac{R_a + R_g}{R_a + R_g}} = \frac{\mu R_e}{R_i + R_e} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_e}} \tag{9.27}$$

unde :

$$R_e = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g}. \tag{9.28}$$

În domeniul frecvenţelor audio inferioare reactanţa condensatorului C_t fiind de valoare mare este neglijabilă, dar cea a lui C_g creşte şi devine comparabilă cu valoarea rezistenţei R_g, şi schema echivalentă în acest caz capătă forma din figura 9.12, *c*.

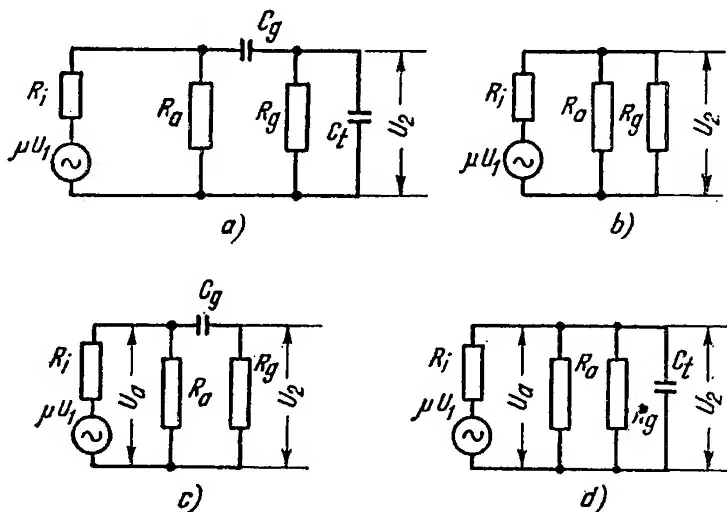


Fig. 9.12. Circuite echivalente ale amplificatorului de *AF* cu cuplaj *RC*

c — circuitul echivalent pentru întreaga bandă de frecvenţe; *b* — circuitul echivalent pentru frecvenţele audio medii; circuitul echivalent pentru frecvenţele audio inferioare; *d* — circuitul echivalent pentru frecvenţele audio superioare.

Odată cu creşterea reactanţei condensatorului C_g, amplificarea în domeniul frecvenţelor inferioare A_j scade faţă de amplificarea A_0 de la frecvenţele medii, în acest caz grupul C_g, R_g formînd un divizor de tensiune, datorită căruia o parte din tensiunea U_a este pierdută la bornele condensatorului C_g, făcînd ca tensiunea U_2 să fie mai mică decît U_a. Rezultă că la frecvenţele audio inferioare amplificarea de tensiune A_j scade faţă de amplificarea de la frecvenţele audio medii A_0 în raportul :

$$\frac{|A_j|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j C_g R')^2}}} \tag{9.29}$$

în care:
$$R' = R + R_g \tag{9.30}$$
iar:
$$R = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}. \tag{9.31}$$

Dacă se admite ca micşorarea amplificării la limita benzii de frecvenţe amplificate să fie de 3 dB, adică:
$$\frac{|A_{j\,min}|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{9.32}$$
se obţine:
$$f_j = \frac{1}{2\pi C_g R'}. \tag{9.33}$$

Se observă de aici că, pentru a lărgi banda în domeniul frecvenţelor joase trebuie să se mărească C_g şi R'. Capacitatea C nu trebuie însă să depăşească o anumită valoare din cauza curenţilor de fugă (v. R_g' în fig. 9.11), care ajunge pe grila etajului următor, şi care dacă au valori mari, o pozitivează, influenţînd în acest fel negativarea iniţială a acesteia.

În ceea ce priveşte creşterea valorii rezistenţei R', există şi în acest caz limitări. În primul rînd valorile rezistenţelor T_i şi R_g sînt mărimi specifice tuburilor utilizate şi asupra lor se poate acţiona într-o măsură destul de redusă. Creşterea valorii rezistenţei R_a nu trebuie trecută peste o anumită limită, deoarece în caz contrar influenţează, aşa după cum se va arăta mai departe, răspunsul etajului amplificator la frecvenţe înalte.

În domeniul frecvenţelor audio superioare reactanţa condensatorului C_t scade şi devine comparabilă cu valoarea rezistenţei de sarcină R_a cu care se găseşte în paralel, din care cauză nu mai poate fi neglijată. Schema echivalentă în acest caz capătă forma din figura 9.12, *d*.

Deşi tensiunea U_a apare în întregime la ieşire, totuşi amplificarea la frecvenţele audio înalte A_i este mai mică decît A_0, aceasta datorită faptului că în paralel pe rezistenţele R_a şi R_g apare reactanţa condensatorului C_i care face ca valoarea impedanţei de sarcină a amplificatorului să se reducă.

Cu ajutorul figurii 9.12, *d* şi procedînd ca în cazul tranzistoarelor, se găseşte că amplificatorul de tensiune la frecvenţe audio superioare A_s scade faţă de amplificarea de la frecvenţe audio medii A_0 în raportul:
$$\frac{|A_s|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_s C_t R'')^2}} \tag{9.34}$$
unde:
$$R'' = \frac{R_i R_a R_g}{R_i R_a + R_i R_g + R_a R_g} \tag{9.35}$$

Dacă se admite ca micşorarea amplificării la limita benzii de frevenţe să fie de 3 dB, adică:
$$\frac{|A_s|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \tag{9.36}$$
se obţine:
$$f_i = \frac{1}{2\pi C_t R''}. \tag{9.37}$$

Se observă de aici că pentru a lărgi banda în domeniul freevenţelor audio superioare trebuie să se reducă C_t şi R''. Scăderea capacităţii C_t este limitată însă de capacităţile fizice ale tubului şi montajului ($C_t = C_{ac} + C_m + C_{tn}$).

Valoarea rezistenţei R'' este condiţionată de rezistenţa de sarcină R_a a cărei valoare nu poate fi coborîtă sub o anumită limită spre a nu influenţa pe de o parte amplificarea etajului, iar pe de altă parte răspunsul amplificatorului de frecvenţe joase.

În ceea ce priveşte alegerea principalelor elemente ale schemei unui etaj amplificator de tensiune de *AF*, realizat cu o triodă, este necesar ca, pentru obţinerea unei amplificări cît mai mari, factorul de amplificare μ al tubului să aibă o valoare cît mai ridicată, aceasta avînd în vedere expresia amplificării A_0 la frecvenţe medii. Aşa după cum rezultă din figura 9.11, *b* valoarea optimă pentru rezistenţa de sarcină R_a este cuprinsă între 3 şi 5 R_i. Amplificarea obţinută uzual cu un tub triodă este între 50 şi 80.

La alegerea rezistenţei de grilă R_g se impune condiţia ca $R_g \gg R_a$, în practică această condiţie fiind considerată ca satisfăcătoare dacă $R_g = (5... 20)\ R_a$.

Trebuie menţionat faptul că etajele amplificatoare de tensiune pot fi echipate şi cu pentode.

În cazul pentodelor, rezistenţa internă este însă de ordinul megohmilor şi din această cauză rezistenţa de sarcină R_a nu se mai poate lua mai mare decît rezistenţa internă a tubului, aceasta pe de o parte fiindcă ar fi mult redusă tensiunea anodică U_a, iar pe de altă parte ar impune pentru R_g o valoare de 3—5 MΩ ceea ce nu este posibil, rezistenţa de grilă netrebuind să depăşească limitele uzuale acceptate în cataloage. Din aceste motive la pentode rezistenţa de sarcină R_a se ia mai mică decît rezistenţa internă a tubului şi anume $R_a = (0{,}1...0{,}3)\ R_i$.

Practic la pentode se obţine, la o aceeaşi valoare a pantei tubului, o amplificare aproape de două ori mai mare decît la triode (amplificarea ce se obţine cu pentode este cuprinsă între 100 şi 300). În plus pentodele au capacităţile între electrozi mai mici şi o capacitate dinamică de intrare mult mai mică, ceea ce conduce la o scădere importantă a capacităţii totale C_t, deci la o îmbunătăţire a răspunsului amplificatorului la frecvenţe audio superioare.

Trebuie amintit faptul că în practică, din motive de economie, în schemele de amplificatoare audio sînt, de multe ori, utilizate tuburile multiple, de obicei cu o parte de amplificator de tensiune, realizată uzual cu o triodă (mai rar cu o pendodă) şi o parte de amplificator de putere, realizată cu o pentodă.

b. Amplificator de tensiune de AF cu cuplaj prin transformator

În figura 9.13, *a* este prezentată schema de principiu a unui amplificator cu cuplaj prin transformator.

Impedanţa de sarcină a etajului amplificator este constituită dintr-un transformator de audiofrecvenţă *Tr* a cărei înfăşurare primară este conectată în circuitul anodic al tubului amplificator.

Transformatorul *Tr* realizează cuplajul între cele două etaje amplificatoare, izolînd totodată, din punctul de vedere al componentei de curent

continuu, anodul tubului T_1 de grila tubului T_2, ceea ce permite renunţarea la grupul de cuplaj C_gR_g.

Prin realizarea unei prize mediane în înfăşurarea secundară (fig. 9.13, *b*), etajul cu cuplaj prin transformator permite obţinerea unei tensiuni de ieşire simetrică, necesară ori de cîte ori etajul final al receptorului este în contratimp.

În plus, etajul cu cuplaj prin transformator asigură atunci cînd este necesar, să se realizeze o adaptare între rezistenţa de sarcină a etajului (R'_s din fig. 9.13, *a*) şi rezistenţa internă R_i a tubului.

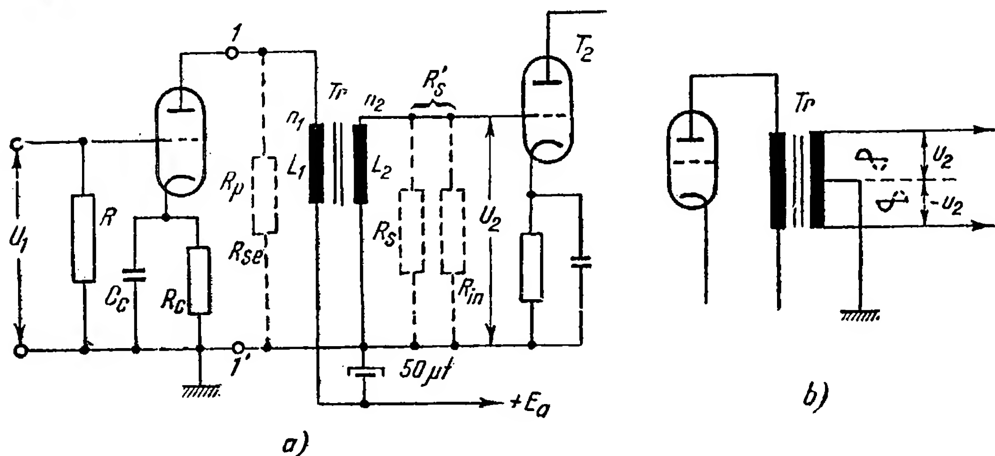


Fig. 9.13. Schema de principiu a unui amplificator de tensiune de *AF* cu cuplaj prin transformator:
a — ieşire asimetrică; *b* — ieşire simetrică.

Dezavantajul unui astfel de amplificator constă în aceea că mărimea amplificării variază cu frecvenţa, mai mult decît la amplificatoarele *RC*, iar banda de frecvenţe este mai îngustă.

Pentru stabilizarea mărimii impedanţei de intrare a transformatorului şi pentru a face mai constantă amplificarea la diferite frecvenţe audio, în primarul şi secundarul transformatorului *Tr* se introduc uneori rezistenţe în paralel (R_p şi R_s din fig. 9.13, *a*). Rezistenţa R_p din primar stabilizează mărimea impedanţei de intrare a transformatorului şi astfel amplificarea este mai constantă pentru diferitele frecvenţe audio. Soluţia se foloseşte în special în etajele cu pentodă.

Rezistenţa R_s din secundar stabilizează mărimea amplificării etajului la frecvenţele audio înalte (unde se produce de obicei o rezonanţă a transformatorului cu capacităţile parazite ale montajului), introducerea ei uniformizînd caracteristica de frecvenţă în domeniul frecvenţelor audio superioare. Ea serveşte totodată la amortizarea circuitului de grilă, blocînd intrarea în oscilaţie a tubului următor care, fiind de obicei un tub final cu pantă mare, poate intra uşor în oscilaţie dacă se produce un cuplaj parazit între circuitul său anodic şi cel de grilă. Existenţa rezistenţei R_s prezintă însă dezavantajul că reduce amplificarea etajului.

Pentru calculul amplificării montajului din figura 9.13, *a*, se recurge la schema echivalentă prezentată în figura 9.14, valabilă pentru întreaga bandă de frecvenţe audio.

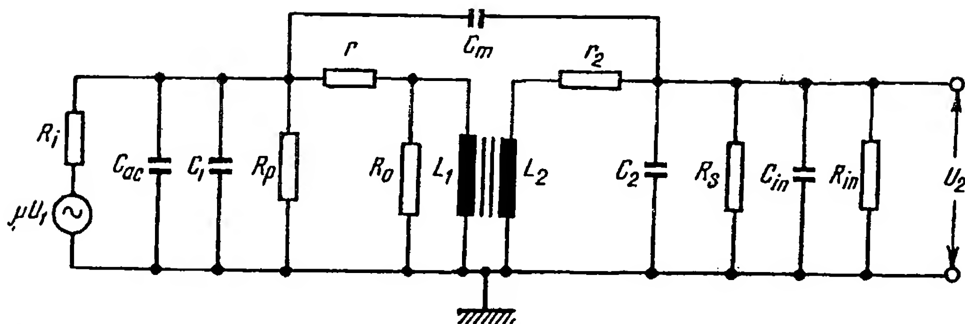


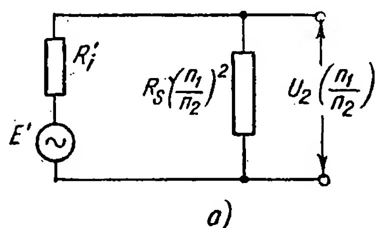
Fig. 9.14. Schema echivalentă a amplificatorului din figura 9.13, *a*, valabilă pentru întreaga bandă de frecvențe audio.

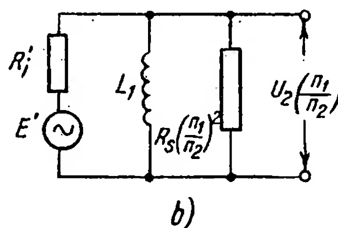
Semnificația elementelor din montaj este următoarea : C_1 și C_2 reprezintă capacitățile parazite distribuite ale montajului ; R_p și R_s, rezistențele de amortizare care se introduc uneori în primarul și secundarul transformatorului de ieșire ; R_0, rezistența care reprezintă pierderile în transformator prin histerzis și curenți Foucault ; L_1 și r_1 inductanța bobinei primare a transformatorului, respectiv rezistența sa la frecvența audio, rezistență care este aproximativ egală cu cea în curent continuu ; L_2 și r_2 inductanța bobinei secundare a transformatorului, respectiv rezistența sa ; C_m capacitatea parazită dintre înfășurările transformatorului ; C_{ac} capacitatea anod-catod a tubului amplificator T_1 ; C_{in}, R_{in} elementele impedanței de intrare ale tubului T_2.

Avînd în vedere că $r_1 \ll R_0$, $R_0 \gg R_p$, $R_{in} \gg R_s$ și reducînd toate elementele din circuitul secundar la circuitul primar, circuitul echivalent la frecvențe audio medii este cel prezentat în figura 9.15, *a*, unde :

$$R' = \frac{\mu U_1}{1 + \frac{R_i}{R_p}} \tag{9.38}$$

$$R_i' = \frac{R_i R_p}{R_i + R_p}. \tag{9.39}$$





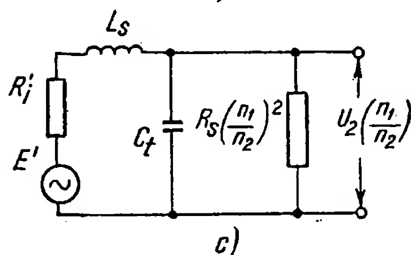


Fig. 9.15. Schema echivalentă a etajului amplificator din figura 9.13, *a* :

a — la frecvențe audio medii ; *b* — la frecvențe audio inferioare ; *c* — la frecvențe audio superioare.

În domeniul frecvenţelor audio medii pot fi neglijate inductanţele de scăpări (ale căror reactanţe sînt mici faţă de rezistenţa R_i cu care sînt conectate în serie), precum şi inductanţa primară L_1 şi capacităţile parazite ale montajului, care au reactanţe foarte mari în comparaţie cu R_i, cu care sînt conectate în paralel.

Expresia amplificării etajului la frecvenţele audio medii este

$$A_0 = \mu \frac{n_2}{n_1} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_i}{R_p}\right)\left[1 + \frac{R_i'}{R_s\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}\right]}. \tag{9.40}$$

Se observă că dacă $R_p = \infty$ şi $R_s = \infty$, amplificarea capătă următoarea expresie :

$$A_0 = \mu \frac{n_2}{n_1} \tag{9.41}$$

relaţie care coincide pentru cazul unui transformator cu circuitul secundar în gol.

În domeniul frecvenţelor audio inferioare, inductanţele de scăpări şi capacităţile parazite ale montajului pot fi neglijate, dar nu se mai poate neglija inductanţa L_1, a cărei reactanţă devine comparabilă cu valorile celorlalte elemente din montaj. În acest caz schema echivalentă este cea prezentată în figura 9.15, *b*, iar căderea amplificării A_j la aceste frecvenţe, faţă de amplificarea de la frecvenţele audio medii A_0 este :

$$\frac{|A_j|}{|A_0|} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_e}{\omega_j L_1}\right)^2} \tag{9.42}$$

unde :

$$R_e = \frac{R_i' R_s \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}{R_i' + R_s\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2} = \frac{R_i' R_s'}{R_i' + R_s'} \tag{9.43}$$

în care

$$R_s' = R_s \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \tag{9.44}$$

Reprezentarea grafică în domeniul frecvenţelor audio inferioare este dată în figura 9.16. Dacă se admite ca micşorarea amplificării la limita benzii de frecvenţe să fie de 3 dB, adică :

$$\frac{|A_j|}{|A_0|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{9.45}$$

se obţine :

$$f_j = \frac{R_e}{2\pi L_1}. \tag{9.46}$$

Concluzia este că, pentru a se obţine la frecvenţe joase o amplificare mare, apropiată de cea de la frecvenţele medii, trebuie ca raportul R_e/L_1 să fie mic faţă de unitate, adică R_e să fie mic faţă de L_1. Rezultă că se impune

ca inductanța L_1 a înfășurării primare a transformatorului să fie cît mai mare, ceea ce necesită însă creșterea dimensiunilor geometrice ale transformatorului. Trecerea peste o anumită limită în această privință prezintă dezavantajul, pe de o parte că, din cauza spațiului disponibil limitat apar probleme privind montarea transformatorului în radioreceptor, iar pe de altă parte apare și creșterea corespunzătoare a prețului de cost al acestei piese. Valorile uzuale pentru L_1 sînt de ordinul unităților de henry.

În domeniul frecvențelor audio superioare nu se mai pot neglija inductanțele de scăpări magnetice și capacitățile parazite ale montajului, circuitul echivalent căpătînd în acest caz forma din figura 9.15, *c*, unde :

$$L_s = (1 - k) L_1, \tag{9.47}$$

k reprezentînd coeficientul de cuplaj magnetic al transformatorului

$$C_t = C_{ac} + C_1 + (C_2 + C_{in}) \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 + C_m \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \tag{9.48}$$

Dacă rezistența R'_i are o valoare relativ mică, în circuit are loc o rezonanță serie la frecvența :

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_t}}. \tag{9.49}$$

La această frecvență tensiunea la bornele condensatorului C_t are o valoare de Q ori mai mare decît E'

$$U_2 \frac{n_1}{n_2} = QE' \tag{9.50}$$

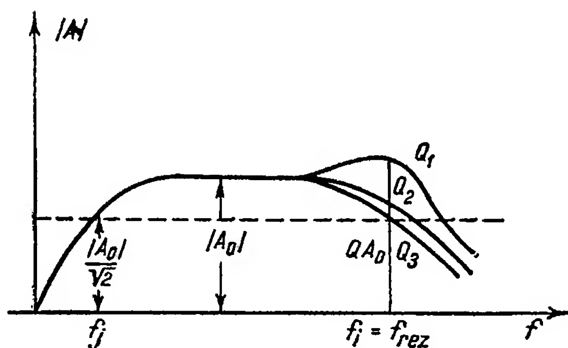


Fig. 9.16. Caracteristica de frecvență a amplificatorului de tensiune cu cuplaj prin transformator.

Q fiind factorul de calitate al circuitului și egal cu :

$$Q = \frac{1}{R'_i}\sqrt{\frac{L_s}{C_t}}. \tag{9.51}$$

Amplificarea etajului la rezonanță este :

$$|A_{rez}| = |A_0| \frac{1}{R'_i}\sqrt{\frac{L_s}{C_t}}. \tag{9.52}$$

Frecvenţa de rezonanţă f_{rez} reprezintă totodată frecvenţa maximă a benzii, la frecvenţe mai mari decît f_{rez} tensiunea de ieşire scăzînd brusc.

În practică nu este de dorit să se producă o creştere prea mare a amplificării în regiunea frecvenţelor audio superioare, această cerinţă impunînd condiţia ca factorul de calitate al circuitului să nu fie prea mare (fig. 9.16).

c. Amplificator de tensiune de AF cu ieşire simetrică

Cînd în radioreceptor etajul final este realizat în contratimp şi trebuie excitat cu două tensiuni identice ca mărime şi formă, dar în opoziţie de fază este necesară utilizarea unui etaj prefinal de tensiune de *AF* cu ieşire simetrică.

Un montaj de acest gen a fost arătat în figura 9.13, *b* şi reprezintă soluţia cea mai folosită.

Un alt montaj foarte răspîndit este cel prezentat în figura 9.17, la care rezistenţa de sarcină a etajului este divizată, în mod egal, între circuitul de anod şi cel de catod. Amplificarea unei astfel de scheme este dată de relaţia :

$$A_0 = \frac{\mu R s_1}{R_i + R s_1 + (1 + \mu) R s_2} = \frac{\mu R s_1}{R'_i + R s_1} \quad (9.53)$$

unde $R'_i = R_i + (1 + \mu) R_{s_2}$ reprezintă rezistenţa internă echivalentă a tubului electronic cu reacţie negativă în catod.

Dacă se consideră că $R_{s_1} = R_{s_2} = R_i$ expresia amplificării capătă forma :

$$A_0 = \frac{\mu}{\mu + 3} \quad (9.54)$$

ceea ce arată că amplificarea unei astfel de scheme este subunitară. Aceasta reprezintă un dezavantaj în sensul că necesarul de amplificare al radioreceptorului trebuie să fie realizat cu celelalte etaje. Un alt dezavantaj al acestui montaj îl constituie faptul că impedanţa de ieşire în catod Z_c este diferită de cea din anod Z_a. Valoarea lui Z_a este dată de relaţia :

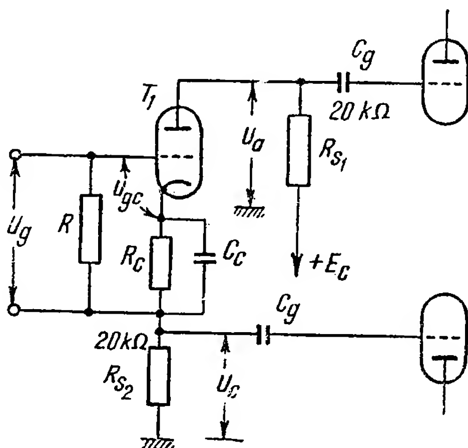


Fig. 9.17. Schema de principiu a unui amplificator cu ieşire simetrică şi sarcină distribuită

$$Z_a = \frac{R'_i R s_1}{R'_i + R s_1} \cong R_{s_1} \quad (9.55)$$

aceasta avînd în vedere că μ are o valoare destul de ridicată (circa 100).

În ceea ce priveşte Z_c, se demonstrează că ea are valoarea :

$$Z_c = \frac{R_0 + R s_1}{\mu + 1}. \quad (9.56)$$

Comparînd valorile celor două impedanțe se observă mai întîi faptul că în aceste condiții tensiunile de excitație U_a și U_c nu sînt egale, iar pe de altă parte că la frecvențe audio superioare răspunsul este mai bun în circuitul de catod decît în circuitul de anod. Din aceste motive se recomandă ca rezistențele de sarcină să se ia de valori coborîte (10—20 kΩ).

Un astfel de montaj prezintă și unele avantaje în sensul că este simplu ca schemă și că, avînd o reacție negativă puternică, nu apar perturbații în funcționarea sa atunci cînd se produce îmbătrînirea tubului electronic.

C. AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ DE SEMNAL MARE (DE PUTERE)

Așa după cum s-a arătat în acest capitol, etajul amplificator de putere, numit și etaj final, este destinat să furnizeze la ieșire o putere de *AF* care să fie capabilă să acționeze difuzorul. Din cauza neliniarității caracteristicilor tranzistoarelor și tuburilor electronice, este necesar ca regimul de lucru al unui astfel de etaj amplificator să fie determinat în așa fel încît obținerea puterii necesare să fie făcută în condițiile unor distorsiuni de neliniaritate minime.

O altă problemă care apare la amplificatoarele finale este necesitatea de a nu transfera sistemului acustic (difuzorului) decît puterea alternativă, nu și componenta continuă a curentului din etajul final, problemă soluționată așa cum se va vedea mai departe, prin alegerea unor montaje adecvate.

În ceea ce privește tipurile reprezentative de scheme utilizate, atît la radioreceptoarele cu tranzistoare cît și la cele cu tuburi, se menționează amplificatoarele realizate cu un singur tranzistor (tub) și amplificatoarele în contratimp cu două tranzistoare (tuburi), montate într-un mod special și excitate cu tensiuni identice ca formă și mărime, dar în antifază.

1. AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ DE SEMNAL MARE CU TRANZISTOARE

Amplificatorul de putere din radioreceptoarele cu tranzistoare se realizează aproape totdeauna cu două tranzistoare și datorită impedanței de ieșire de valoare coborîtă, în etajul final cu tranzistoare se pot realiza montaje și fără a se mai folosi transformatorul de ieșire, utilizat în general pentru adaptarea între elementul activ și impedanța de sarcină a difuzorului.

Etajele finale de putere cu tranzistoare pot funcționa în clasă *A* (cu transformator de ieșire) sau în clasă *B* (cu sau fără transformator de ieșire) și dispun de un randament de valoare ridicată. Datorită avantajelor prezentate, în momentul de față se folosește cel mai mult etajul final în contratimp clasă *B*, în special pentru puteri mari.

Tipul de conexiune cel mai des utilizat este conexiunea cu emitorul comun, care asigură o rezistență de intrare și un cîștig de putere mari, însă distorsiunile sînt de valoare ridicată, datorită neliniarității caracteristicilor de intrare și de transfer în curent. Conexiunea cu baza comună permite obținerea puterii utile cu distorsiuni de neliniaritate mai mici, dar prezintă dezavantajul unei amplificări în tensiune mai redusă.

a. Amplificatoare de audiofrecvență de semnal mare, în clasă A, cu un tranzistor

Din cauza randamentului scăzut, un astfel de amplificator este utilizat numai în radioreceptoarele alimentate de la rețea, iar în cazul celor alimentate de la baterii, numai pentru puteri de ieșire mici, de ordinul zecilor de miliwați.

În figura 9.18 sînt prezentate două scheme de amplificatoare finale clasă A, în conexiune cu emitorul comun. În figura 9.18, *a* este dată varianta în care semnalul de la intrarea etajului amplificator final este furnizat de un etaj prefinal cu cuplaj RC, montaj utilizat în cazul în care puterea solicitată la intrare este foarte mică ($P_{in} \approx 10^{-4}$ W), iar în figura 9.18, *b* este dată varianta cu etaj prefinal cu cuplaj prin transformator, schemă utilizată în cazul în care puterea necesară la intrarea amplificatorului final este mai mare ($P_{in} \approx 10^{-3}$ W).

Cu excepția transformatorului de ieșire Tr_2, care servește pentru adaptarea între tranzistorul amplificator și sarcină (difuzor sau căști), montajul utilizat pentru amplificatorul de putere cu un tranzistor păstrează în rest caracteristica schemelor AE cu tranzistoare deja analizate.

În ceea ce privește proiectarea unui astfel de amplificator, principalele etape sînt următoarele :

— alegerea tranzistorului corespunzător, a punctului mediu de funcționare și a rezistenței de sarcină din circuitul de colector pentru a se obține în difuzor puterea utilă necesară, aceasta în condițiile în care tranzistorul nu depășește în funcționare valorile limită indicate în catalog ;

— stabilirea regimului de funcționare al circuitului de intrare al tranzistorului, pentru a se obține distorsiuni de neliniaritate de valoare inferioară celei impuse ;

— determinarea parametrilor transformatorului de ieșire.

La alegerea tranzistorului ce urmează să fie utilizat pentru etajul final se ține seamă de puterea utilă și de randamentul η al etajului. Cunoscînd că într-un etaj amplificator între puterea disipată P_d, puterea absorbită P_a și puterea utilă P_u există relația :

$$P_d = P_a - P_u \tag{9.57}$$

și că :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}, \tag{9.58}$$

rezultă :

$$P_d = \frac{P_u}{\eta} - P_u = \frac{1-\eta}{\eta} P_u. \tag{9.59}$$

Această relație permite să se poată alege tipul tranzistorului, respectiv puterea sa maximă de disipație.

Pentru stabilirea punctului mediu de funcționare și a rezistenței de sarcină R_s din circuitul de colector, pentru a se obține puterea utilă necesară, se utilizează caracteristicile statice i_c funcție de u_{CE} și u_{BE} funcție de u_{CE} (fig. 9.18, *c*).

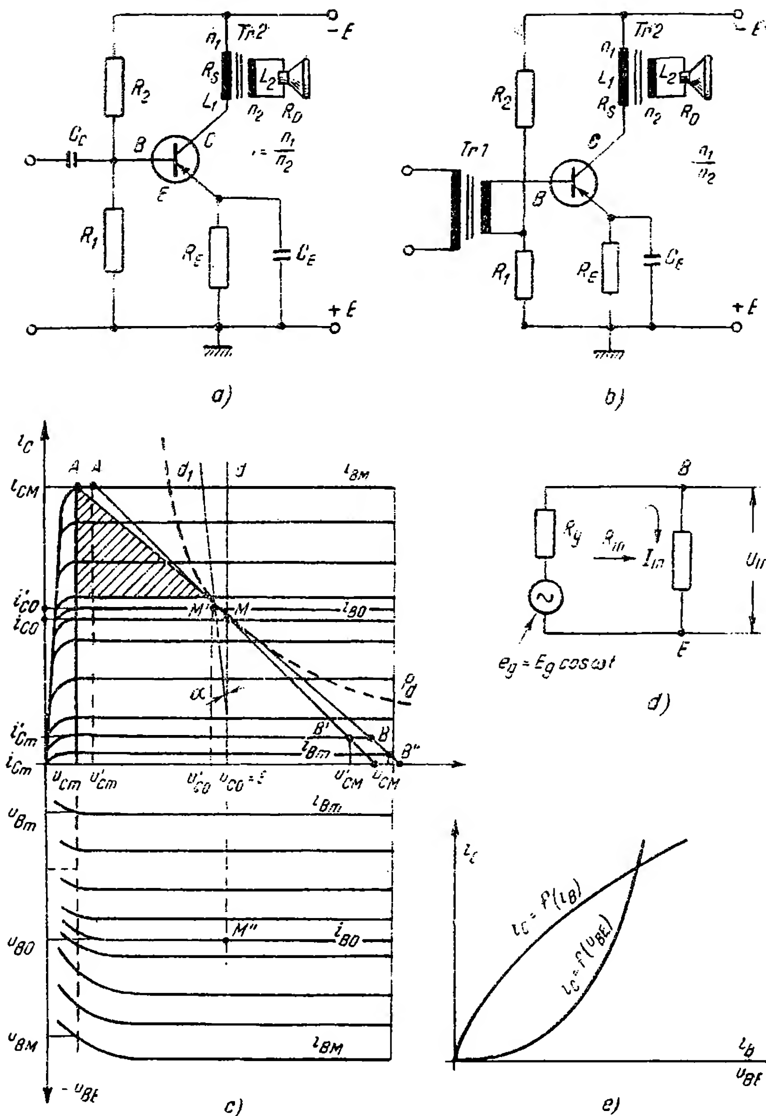


Fig. 9.18. Amplificator de *AF* de semnal mare în clasă *A* cu un tranzistor:
a — schema de principiu în varianta în care semnalul la intrare este furnizat de un etaj prefinal cu cuplaj *RC*; *b* — schema de principiu în varianta în care semnalul de la intrare este furnizat de un etaj prefinal cu cuplaj prin transformator; *c* — caracteristicile statice $i_C = f(U_{CE})$; *d* — schema echivalentă a circuitului de intrare; *e* — caracteristicile de transfer ale unui tranzistor în schemă *EC*.

Avînd cunoscută tensiunea bateriei de alimentare E și neglijînd în primă aproximație pierderile de tensiune pe înfășurarea primară a transformatorului Tr_2 și pe rezistența de emitor R_E, rezultă în aceste condiții că în punctul mediu de funcționare tensiunea de colector U_{CO} este egală cu E. Ridicînd din punctul $U_{CO} = E$ o perpendiculară, la intersecția acesteia cu hiperbola de disipație se găsește curentul corespunzător de colector i_{CO} și de bază i_{BO}. Se menționează faptul că punctul M poate fi coborît mai jos, însă

în acest caz puterea utilă se reduce; nu poate fi însă ridicat mai sus, deoarece se depăşeşte hiperbola de disipaţie şi viaţa tranzistorului este periclitată.

Se stabileşte în contul superior al caracteristicilor $i_C - u_{CE}$ un punct A astfel încît tensiunea minimă de colector u_{Cm} să fie cît mai mică, fără a se intra însă în zona de curbură a caracteristicilor şi fără ca valoarea curentului maxim i_{CM}, atins de tranzistor în timpul funcţionării, să fie mai mare decît cea admisă. Pentru determinarea dreptei de sarcină R_S se uneşte punctul A cu punctul M, dreapta rezultată tăind axa tensiunilor în punctul B'' pentru care corespunde tensiunea $2F$. (S-a considerat $i_{CM}=2\ i_{CO}$.) Punctul B corespunde tensiunii maxime de colector u_{CM} şi se va avea grijă ca această mărime să nu devină mai mare decît cea admisă.

Valoarea puterii utile P_u a etajului amplificator rezultă din relaţia:

$$P_u = \frac{1}{2}\ (F - u_{Cm})\ (i_{CM} - i_{CO}), \tag{9.60}$$

relaţie care grafic este exprimată în figura 9.18, *c* prin suprafaţa triunghiului haşurat.

Valoarea rezistenţei de sarcină R_S este dată de expresia:

$$R_S = \frac{E - u_{CM}}{i_{CM} - i_{CO}}. \tag{9.61}$$

Avînd în vedere că $U_{Cm} \ll E$ şi că $i_{CM} = 2\ i_{CO}$, puterea utilă maximă poate fi scrisă şi sub forma:

$$P_u \cong \frac{1}{2}\ E\ i_{CO}. \tag{9.62}$$

Puterea absorbită (P_a) de etajul amplificator de la sursa de alimentare fiind:

$$P_a = E\ i_{CO}, \tag{9.63}$$

rezultă că:

$$P_{u\ max} = \frac{1}{2}\ P_a. \tag{9.64}$$

Ţinînd seamă că randamentul este dat de relaţia:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}, \tag{9.65}$$

rezultă că valoarea maximă pentru η este 0,5. În practică, întrucît condiţiile $u_{Cm} = 0$ şi $i_{CM} = 2\ i_{CO}$ nu pot fi realizate şi întrucît nu pot fi neglijate total nici pierderile de tensiune în c.c. pe rezistenţa r_1 a înfăşurării primare a transformatorului de ieşire (zecimi de volt) şi pe rezistenţa de emitor R_E (circa 1 V), randamentul unui astfel de etaj amplificator are valori cuprinse între 0,4 şi 0,45.

În condiţiile în care este luată în consideraţie rezistenţa de sarcină în curent continuu $R_{cc} = r_1 + R_E$, dreapta de sarcină d nu mai este perpendiculară pe axa tensiunilor, ci face un unghi cu aceasta (v. dreapta d_1 în fig. 9.18, *c*), iar u_{CO} este mai mic decît E. În această situaţie punctul mediu

de funcţionare se alege fie pe hiperbola de disipaţie, fie mai jos de aceasta, în aşa fel încît dreapta de sarcină să ocupe poziţia cea mai avantajoasă în ceea ce priveşte obţinerea unei puteri utile maxime şi a unor distorsiuni minime, ceea ce impune ca $A'M' = M'B'$, adică se obţine $(u'_{CO} - u'_{Cm}) = = u'_{CM} - u'_{CO})$ şi $(i'_{CO} - i'_{CM}) = i_{CO}$.

Puterea utilă în acest caz este :

$$P_u = \frac{1}{2}(u'_{CO} - u'_{Cm})(i'_{CM} - i'_{CO}) = \frac{1}{8}(u'_{CM} - u'_{Cm})(i'_{CM} - i'_{Cm}) \qquad (9.66)$$

iar rezistenţa de sarcină are valoarea :

$$R_S = \frac{u'_{CO} - u'_{Cm}}{i'_{CM} - u'_{CO}}. \qquad (9.67)$$

Pentru calculul elementelor circuitului bază-emitor ale tranzistorului amplificator, adică pentru stabilirea mărimilor instantanee i_B, u_{BE}, corespunzătoare mărimilor i_c, u_{CE}, se vor utiliza caracteristicile statice $u_{BE} - u_{CE}$ (fig. 9.18, *c*), pe care se vor transpune punctele caracteristicii dinamice din planul $i_C - u_{CE}$. Astfel, de exemplu, pentru punctul $i_c = i_{CM}$ şi $u_{CE} = u_{Cm}$ din planul $i_C - u_{CE}$ (pentru $i_B = i_{BM}$) corespunde tensiunea de intrare $u_{BE} = u_{BM}$. Această mărime u_{BM} a fost obţinută din planul caracteristicilor $u_{BE} - u_{CE}$, la intersecţia perpendicularei ridicate din punctul $u_{CE} = u_{Cm}$ cu curba corespunzătoare lui $i_B = i_{BM}$, fiind reprezentată prin tensiunea citită pe axa ordonatelor (fig. 9.18, *c*). Procedîndu-se în mod similar şi pentru alte puncte ale caracteristicii dinamice de colector, se găsesc şi celelalte valori principale : $i_{Bm}, i_{BO}, u_{Bm}, u_{BO}$, între care variază cufentul i_B şi tensiunea u_{BE}. Avînd cunoscute aceste elemente, puterea de intrare P_{in}, necesară pentru excitaţia tranzistorului spre a furniza la ieşire puterea utilă impusă, rezultă din relaţia

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(i_{BM} - i_{Bm})}{2} \cdot \frac{u_{BM} - u_{Bm}}{2} = \frac{(i_{BM} - i_{Bm})(u_{BM} - u_{Bm})}{8}. \qquad (9.68)$$

Valorile corespunzătoare pentru amplitudinile curenţilor şi tensiunilor de la intrare sînt date de expresiile (fig. 9.18, *d*) :

$$I_{in} = \frac{2 P_{in}}{R_{in}} \qquad (9.69)$$

$$U_{in} = \sqrt{2 P_{in} R_{in}} \qquad (9.70)$$

unde :

$$R_{in} = \frac{u_{BM} - u_{Bm}}{i_{BM} - i_{Bm}}.$$

În ceea ce priveşte distorsiunile de neliniaritate, o importanţă deosebită pentru etajul final clasă *A* cu tranzistoare o prezintă regimul de funcţionare al etajului precedent, obţinerea unor distorsiuni de neliniaritate de valoare cît mai coborîtă impunînd ca impedanţa internă a generatorului echivalent R_g (fig. 9.18, *d*) al etajului prefinal să aibă o anumită valoare optimă. Explicaţia constă în aceea că, la etajele de putere cu tranzistoare rezistenţa de intrare R_{in} a acestora variază odată cu mărimea semnalului, modificînd

astfel forma semnalului aplicat la tranzistor. În aceste condiții, pentru a reduce la minimum deformarea semnalului, ar fi indicat ca R_g să fie mult mai mare decît R_{in}, dar pe de altă parte R_g trebuie să fie de valoare suficient de mică pentru a se putea obține de la etajul prefinal puterea de excitație necesară la intrarea etajului final. Din această cauză R_g trebuie să aibă o valoare de compromis între aceste două limite. O altă problemă care apare la montajele cu tranzistoare este și aceea că transferul de energie de la intrarea la ieșirea tranzistorului variază în funcție de valorile lui i_B și u_{BE} (fig. 9.19). Se observă de aici că deformările lui i_C față de u_{BE} și i_B sînt opuse și, avînd în vedere că ele depind de mărimea rezistenței R_g, rezultă că este posibil să se aleagă pentru rezistența generatorului o valoare optimă

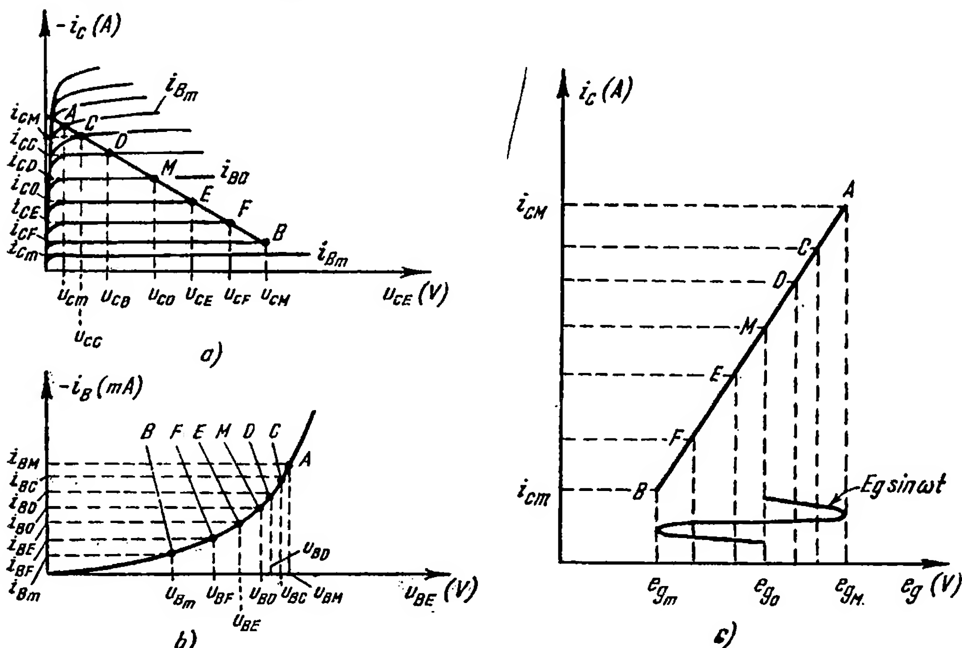


Fig. 9.19. Diagrame pentru determinarea distorsiunilor pentru un amplificator final clasă *A* : *a* — caracteristică de ieșire; *b* — caracteristica de intrare; *c* — caracteristica dinamică globală $i_C = f(e_g)$.

astfel ca cele două deformări produse simultan asupra curentului de colector să se compenseze reciproc și în acest fel distorsiunile obținute să fie minime. Determinarea corectă a rezistenței R_g se realizează pe cale grafică, prin cîteva încercări, reținîndu-se acea valoare care produce cele mai mici distorsiuni de neliniaritate.

Pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate ale unui etaj final este necesar să se determine caracteristica dinamică globală $i_c = f\ (e_g)$, în care prin e_g se înțelege tensiunea instantanee furnizată de generatorul echivalent al etajului prefinal, care are rezistența proprie R_g (fig. 8.19, *d*) :

$$e_g = u_{BE} + R_g i_B.$$

În acest sens se adoptă o anumită valoare pentru R_g, în corespondență cu considerentele menționate mai sus. Pentru diverse valori ale curentului de colector i_c se determină valorile corespunzătoare pentru i_B și u_{BE} (fig.

9.19, *a*, *b*), utilizîndu-se pentru aceasta caracteristica dinamică prezentată și determinată conform celor prezentate în figura 9.18, *c*. Cu datele astfel obținute se determină valorile corespunzătoare pentru e_g, trasîndu-se apoi caracteristica $i_c = f(e_g)$ (fig. 9.19, *c*), cu ajutorul căreia se obțin distorsiunile de neliniaritate totale ale etajului, care trebuie să fie mai mici decît o valoare impusă inițial. Cu valorile de curenți de colector stabilite în figura 9.19, *a* se determină :

— amplitudinea fundamentalei de curent I_{C1}, din circuitul de colector :

$$I_{C1} = \frac{(i_{CC} - i_{CF})\sqrt{2} + (i_{CM} - i_{Cm})}{4} \tag{9.71}$$

unde i_{CC} și i_{CF} sînt valorile corespunzătoare lui $\sqrt{2}\,E_g$ (fig. 9.19, *c*);

— amplitudinea armonicii a doua a curentului de colector:

$$I_{C2} = \frac{i_{CM} + i_{Cm} - 2\,i_{CO}}{4}; \tag{9.72}$$

— amplitudinea armonicii a treia a curentului de colector :

$$I_{C3} = \frac{i_{CM} - i_{Cm} - 2\,I_{C1}}{2}. \tag{9.73}$$

Distorsiunile de neliniaritate totale *d* sînt determinate cu relația :

$$d = \frac{\sqrt{I_{C2}^2 + I_{C3}^2}}{I_{C1}}. \tag{9.74}$$

Tot cu ajutorul caracteristicilor din figura 9.19 se mai pot determina și următoarele mărimi :

— amplitudinea E_g a semnalului furnizat de etajul prefinal :

$$E_g = \frac{1}{2}(e_{gM} - e_{gm}); \tag{9.73,a}$$

— puterea furnizată de etajul prefinal, considerat ca generator :

$$P_g = \frac{(e_{gM} - e_{gm})(i_{BM} - i_{Bm})}{8}; \tag{9.73,b}$$

— amplitudinea totală de putere (A_{pT}) a etajului, de la generator la colectorul tranzistorului :

$$A_{pT} = \frac{P_u}{P_g}. \tag{9.73,c}$$

În cazul că pentru valoarea R_g aleasă rezultă distorsiuni de neliniaritate peste valoarea impusă, se reiau calculele de mai sus pentru o altă valoare a lui R_g, pînă ce sînt obținute atît valoarea pentru distorsiuni cît și puterea utilă necesară.

În ceea ce privește parametrii transformatorului de ieșire, utilizat la acest amplificator, ei sînt determinați în funcție de rezistența de sarcină R_S și de rezistența difuzorului R_D.

Raportul de transformare *n* al transformatorului (fig. 9.18, *a* și *b*) este dat de relația :

$$n = \sqrt{\frac{\eta R_S}{R_D}} \tag{9.75}$$

unde η este randamentul etajului amplificator de putere.

Inductanța înfășurării primare L_1 este determinată în funcție de mărimea admisibilă a distorsiunilor de frecvență la frecvențele audio nferioare (f_j) și are valoarea :

$$L_1 \geqslant \frac{R_e}{2\pi f_j \sqrt{\left(\frac{A_0}{A_g}\right)^2 - 1}} \tag{9.76}$$

unde R_e reprezintă rezistența internă a generatorului echivalent pentru frecvențele audio joase și are semnificația dată de relația 9.21, *b*.

A_0 reprezintă amplificarea la frecvențele audio medii, iar A_j, amplificarea la frecvența f_j.

Inductanța de scăpări L_S este determinată în funcție de mărimea admisibilă a distorsiunilor de frecvență la frecvențele audio superioare f_S și are valoarea :

$$L_S = \frac{(R_{ies} + R_S)\sqrt{(A_0/A_g)^2 - 1}}{2\pi f_S} \tag{9.77}$$

în care R_{ies} reprezintă rezistența de ieșire a tranzistorului amplificator de putere (și este dată de o relație similară cu cea de la 9.24), iar A_S reprezintă amplificarea la frecvența f_S.

Amplificatorul final în clasă *A* poate fi realizat și fără transformator de ieșire (fig. 9.20, *a*), sarcina R_D a difuzorului fiind introdusă direct în circuitul

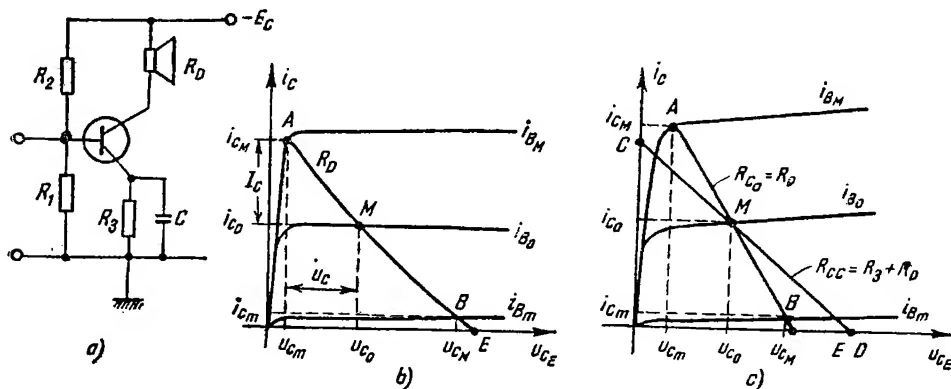


Fig. 9.20. Amplificator final clasă *A* fără transformator de ieșire :

a — schema de principiu; *b* — diagrama de funcționare cînd R_3 este neglijabil în curent continuu (c.c.) față de R_D; *c* — diagrama de funcționare cînd R_3 nu este neglijabil în c.c. față de R_D.

de colector. Punctul de funcționare inițial *M* se obține (fig. 9.20, *b*) la intersecția dreptei *BM* (dusă prin punctul de tensiune *E* și de înclinare egală cu R_D, față de verticală) cu caracteristica i_{B0} aleasă.

Caracteristica dinamică este dreapta *AB* și considerînd funcționarea etajului între limitele maxime, adică $i_{Cm} = 0$, $u_{Cm} = 0$, iar $u_{CM} = E$, pentru calculul etajului sînt valabile următoarele relații :

$$u_{CO} \approx \frac{E}{2} \tag{9.78}$$

$$P_u = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{2} \cdot \frac{i_{CM}}{2} = \frac{1}{8} E\, i_{CM} \tag{9.79}$$

$$P_a = E \cdot i_{CO} = \frac{E\, i_{CM}}{2} \tag{9.80}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{1}{4} (25\,\%). \tag{9.81}$$

Dacă în schema electrică din figura 9.20, *a* rezistența R_3 din circuitul de emitor nu este neglijabilă față de R_D, atunci determinarea grafică a condițiilor de funcționare se face conform celor prezentate în figura 9.20, *c*. Astfel, se stabilește punctul mediu de funcționare M la intersecția dreptei C_D (de înclinare $R_D + R_3$) cu caracteristica i_{BO} aleasă. Se duce apoi prin M caracteristica dinamică de înclinare R_D.

În aceste condiții sînt valabile pentru calcul următoarele relații :

$$P_u = \frac{1}{8} (u_{CM} - u_{Cm}) (i_{CM} - i_{Cm}) \approx \frac{1}{8} (u_{CM} - u_{Cm}) \cdot i_{CM} \tag{9.82}$$

$$P_a = E \cdot i_{CO} = \frac{E\, i_{CM}}{2} \tag{9.83}$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{1}{4} \frac{(u_{CM} - u_{Cm})}{E} . \tag{9.84}$$

Cum $(u_{CM} - u_{Cm})$ este mai mic decît E, rezultă că în acest caz randamentul maxim posibil este sub valoarea de 25 %.

Din această cauză un astfel de montaj se utilizează numai în cazul în care randamentul nu constituie un impediment.

a. Amplificatoare de AF în contratimp în clasă B cu transformator de ieșire

Este un montaj utilizat cînd se dorește o putere de *AF* mai mare, în condiții economice și cu distorsiuni acceptabile. În figura 9.21, *a* este prezentată schema de principiu a unui amplificator de putere cu două tranzistoare în contratimp, lucrînd în clasa de funcționare *B*.

Pentru obținerea semnalului în antifază este utilizat transformatorul Tr_1, iar cuplajul cu difuzorul este realizat prin transformatorul Tr_2. Rezistențele R_1 și R_2 din circuitul de emitor au rolul pe de o parte pentru asigurarea stabilizării termice, iar pe de altă parte servesc și la echilibrarea etajului. Fiind nedecuplate, aceste rezistențe permit obținerea și a unei reacții negative care asigură reducerea distorsiunilor de neliniaritate, însă totodată ele produc și o pierdere de putere utilă. Polarizările pentru baze se stabilesc cu divizorul rezistiv R_3, R_4.

Proiectarea unui etaj amplificator de putere în contratimp în clasa *B* cu transformator de ieșire se face pe baza caracteristicilor statice ale tranzistoarelor folosite, urmărindu-se obținerea puterii utile necesare, la gradul de distorsiuni de neliniaritate impus. În scopul evitării distorsiunilor la semnalele mici, alegerea punctului de funcționare se face nu la curent de colector egal cu zero, ci la un mic curent i_{CO}, corespunzînd la o tensiune de

polarizare a bazei foarte apropiată de zero (0,1 — 0,2 V) şi anume în regiunea în care începe să apară curentul bazei.

Avînd impusă puterea utilă P'_u la bornele difuzorului şi considerînd η randamentul transformatorului de ieşire, puterea utilă P_u în circuitul de colector este dată de relaţia :

$$P_U = \frac{P'_U}{\eta}. \tag{9.85}$$

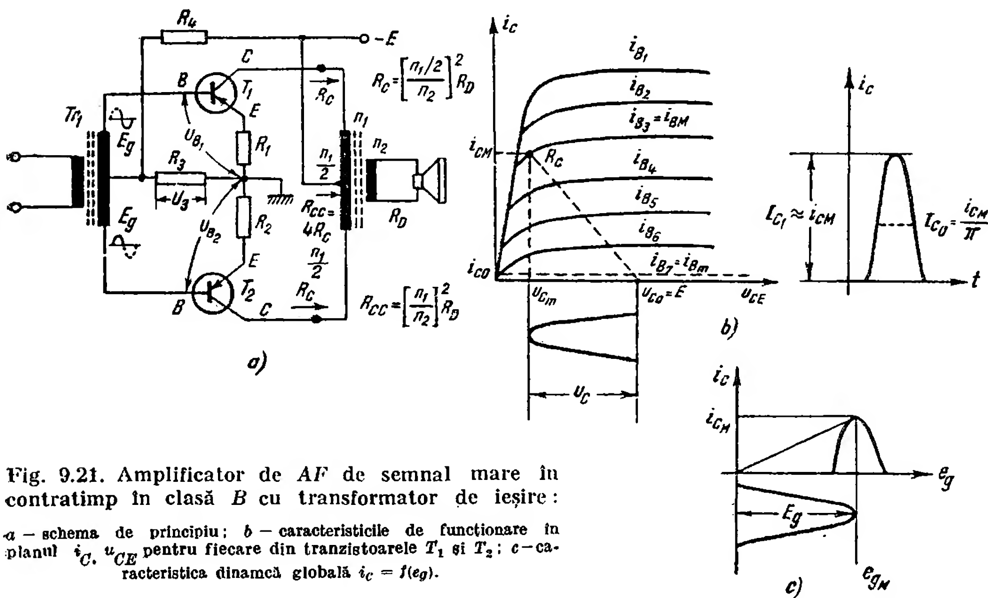


Fig. 9.21. Amplificator de *AF* de semnal mare în contratimp în clasă *B* cu transformator de ieşire:

a — schema de principiu; *b* — caracteristicile de funcţionare în planul i_C, u_{CE} pentru fiecare din tranzistoarele T_1 şi T_2; *c* — caracteristica dinamcă globală $i_C = f(e_g)$.

Rezistenţa de sarcină în circuitul de colector (R_C) pentru un singur tranzistor (deci pentru jumătate din primarul transformatorului de ieşire) are valoarea (fig. 9.21, *b*) :

$$R_C = \frac{u_{CO} - u_{Cm}}{i_{CM} - i_{CO}} \approx \frac{E}{i_{CM}} \tag{9.86}$$

Rezistenţa de sarcină între colectoarele celor două tranzistoare, adică la bornele înfăşurării primare a transformatorului de ieşire, este :

$$R_{CC} = 4\ R_C = \frac{4\,E}{i_{CM}} = \frac{2\,E^2}{P_u} \tag{9.87}$$

avînd în vedere că expresia puterii utile P_u este :

$$P_u = \frac{1}{2}\, i_{CM}\, E. \tag{9.88}$$

Din această ultimă relaţie se poate determina care este curentul de colector maxim pentru un tranzistor :

$$i_{CM} = \frac{2\,P_u}{E} \tag{9.89}$$

verificîndu-se în acest fel dacă valoarea obținută nu depășește valoarea maxim admisă a curentului de colector, indicat în catalogul tranzistorului utilizat.

Se verifică, de asemenea, dacă puterea disipată P_d nu depășește pe cea admisibilă, avînd în vedere că :

$$P_d = P_a - P_u = \left(\frac{4}{\pi} - 1\right)P_u \qquad (9.90)$$

unde P_a este puterea în curent continuu absorbită de ambele tranzistoare, valoarea ei fiind dată de relația (fig. 9.21, *b*) :

$$P_a = 2\,P_{a1} = 2EI_{CO} = \frac{2\,I_{CM}\,E}{\pi} \qquad (9.91)$$

unde P_a este puterea în curent continuu, absorbită de un tranzistor.

Randamentul maxim al etajului este:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785. \qquad (9.92)$$

Trebuie reținut faptul că la un astfel de etaj final consumul de energie de la sursa de alimentare este proporțional cu semnalul aplicat.

Puterea P_g necesară pentru circuitul de intrare al etajului final (pentru ambele tranzistoare) și care este furnizată de către etajul prefinal considerat ca generator echivalent, are valoarea :

$$P_g = \frac{1}{2}\,e_{gM}\,i_{BM} \qquad (9.93)$$

unde i_{BM} are semnificația dată în caracteristicile din figura 9.21, iar e_{gM} este tensiunea de semnal din circuitul de bază corespunzător lui i_{CM} (fig. 9.21, *c*).

c. Amplificatoare de audiofrecvență de semnal mare, în contratimp în clasă B cu tranzistoare complementare

În figura 9.22, *a* este prezentată schema de principiu a unui astfel de amplificator final.

Specificul acestor montaje este că oferă posibilitatea ca prin folosirea a două tranzistoare complementare *pnp* și *npn* (adică la care caracteristicile sînt identice ca formă, dar curenții și tensiunile lor sînt în sens opus) să fie eliminate transformatoarele inversor și de ieșire.

Transformatorul inversor nu este necesar, deoarece excitarea în antifază a celor două tranzistoare poate fi realizată cu un singur etaj preamplificator în schemă clasică. Într-adevăr, la alternanța pozitivă a semnalului de intrare tranzistorul *pnp* din etajul final este blocat, avînd baza pozitivă, iar transformatorul *npn* din același etaj amplificator conduce și invers.

Așa cum se va arăta mai departe nu este necesar nici transformatorul de ieșire, bineînțeles în acest caz impedanța difuzorului trebuind să fie aleasă de valoare convenabilă pentru a asigura adaptarea cu tranzistoarele utilizate în etajul final.

Se observă că într-un astfel de montaj rezistența de sarcină a difuzorului R_D se află în circuitul de emitor (fig. 9.22, *a*).

Stabilirea condițiilor optime de funcționare ale etajului și determinarea parametrilor săi principali sînt realizate prin utilizarea caracteristicilor statice ale tranzistoarelor complementare (fig. 9.22, *b*).

Amplitudinea semnalului de comandă, pentru fiecare tranzistor, este dată de relația :

$$u_{BM} = e_{gM} - u_{EM} \tag{9.94}$$

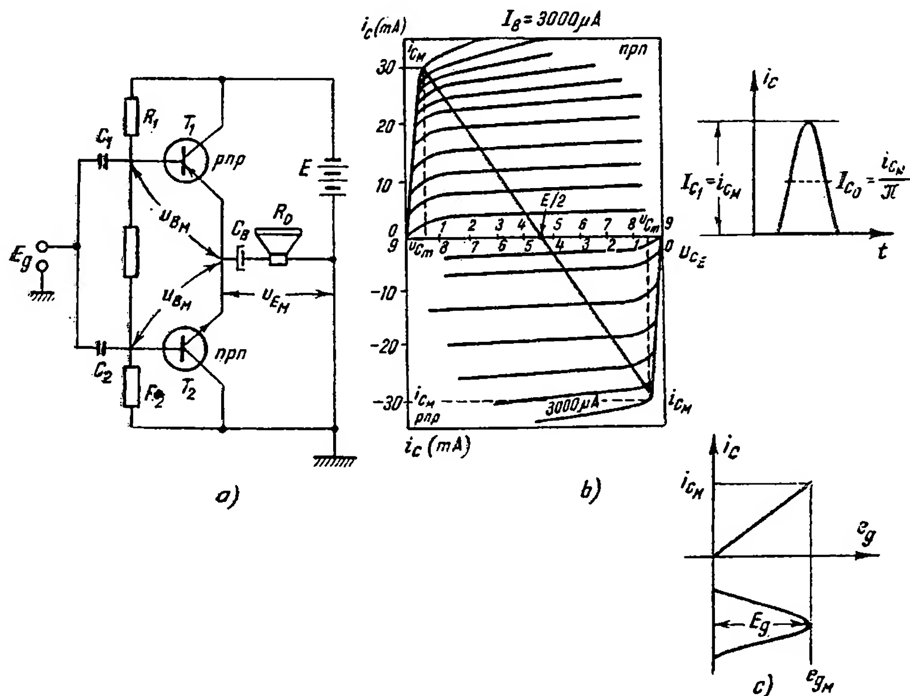


Fig. 9.22. Amplificator de *AF* de semnal mare în contratimp în clasă *B* cu tranzistoare complementare :

a – schema de principiu; *b* – caracteristicile de funcționare în planul i_C, u_{CE}; *c* – caracteristica dinamică $i_C = f(e_g)$.

unde e_{gM} este semnalul de la generatorul echivalent aplicat la intrarea amplificatorului între bază și masă (fig. 9.22, *c*) iar u_{EM} este semnalul de ieșire la bornele de sarcină R_D, reactanța condensatorului C_B fiind un scurtcircuit la frecvențele audio.

Avînd cunoscut curentul de bază i_{BM}, pentru P_a pe care trebuie s-o debiteze etajul prefinal, considerat ca generator echivalent, în circuitul de intrare al etajului final, se calculează cu ajutorul expresiei :

$$P_g = \frac{e_{gM}\, i_{BM}}{2} = \frac{u_{BM}\, i_{BM}}{2} + \frac{u_{EM}\, i_{BM}}{2}. \tag{9.95}$$

Se observă că puterea $u_{EM} \cdot i_{BM}$ se regăsește aproape integral pe rezistența de sarcină R_D, condensatorul C_B fiind un scurtcircuit.

Avînd stabilite din caracteristicile $i_C - u_{CE}$ curentul de colector maxim ($i_{CM} \approx i_{EM}$) şi tensiunea alternativă maximă, rezultă puterea utilă maximă :

$$P_u = \frac{u_{EM} i_{EM}}{2} \approx \frac{u_{CM} i_{CM}}{2}. \tag{9.96}$$

Notînd :

$$u_{CM} \approx \frac{E}{2} \tag{9.97}$$

rezultă pentru puterea utilă următoarea expresie :

$$P_u = \frac{E_i\, i_{CM}}{4} \tag{9.98}$$

iar valoarea rezistenţei de sarcină R_D este :

$$R_D = \frac{u_{CM}}{i_{CM}} = \frac{U^2{}_{CM}}{2\, P_u} = \frac{E^2}{8\, P_u} \tag{9.99}$$

Ţinînd seamă de valoarea rezistenţei de sarcină între colectoare (R_{CC}) de la montajul în contratimp cu două tranzistoare *pnp* şi cu transformator de ieşire :

$$R_{CC} = \frac{2\, E^2}{P_a} \tag{9.100}$$

şi comparînd-o cu rezistenţa R_D, de la acest montaj rezultă că, în aceleaşi condiţii de putere, se obţine relaţia :

$$R_{CC} = 16\; R_D, \tag{9.101}$$

care justifică posibilitatea oferită de montajele cu tranzistoare complementare de a permite excluderea transformatorului de ieşire şi utilizarea directă în circuitul de sarcină a bobinei mobile a unui difuzor cu o impedanţă de valoare corespunzătoare acestui montaj.

Puterea absorbită P_a de un etaj amplificator cu tranzistoare complementare este (fig. 9.22, *b*) :

$$P_a = E\,\frac{i_{CM}}{\pi} \tag{9.102}$$

iar puterea disipată P_d este :

$$P_d = P_a - P_u = \left(\frac{4}{\pi} - 1)\right)P_u. \tag{9.103}$$

Amplificatoarele cu tranzistoare complementare de puteri relativ mici, adică de ordinul waţilor, pot fi realizate uşor cu ajutorul tranzistoarelor *npn* şi *pnp* construite pentru acest scop. Pentru puteri mai mari apar dificultăţi în privinţa alegerii perechilor *pnp* şi *npn*, care din cauza neidenticităţii parametrilor tranzistoarelor respective problema se complică. În astfel de cazuri soluţia modernă este să se folosească în etajele finale mai multe tranzistoare compuse în conexiune Darlington.

d. Amplificatoare de audiofrecvență de semnal mare în contratimp, de clasă B, cvasicomplementare

În figura 9.23, *a* este prezentată schema de principiu a unui etaj amplificator de putere în clasă *B*, fără transformator de ieșire, montaj numit cvasicomplementar. În cazul unui astfel de montaj, prin înlăturarea transformatorului de ieșire, se elimină o sursă importantă de distorsiuni, se reduc costul și greutatea radioreceptorului în care se utilizează un astfel de amplificator. Spre deosebire de montajul cu tranzistoare

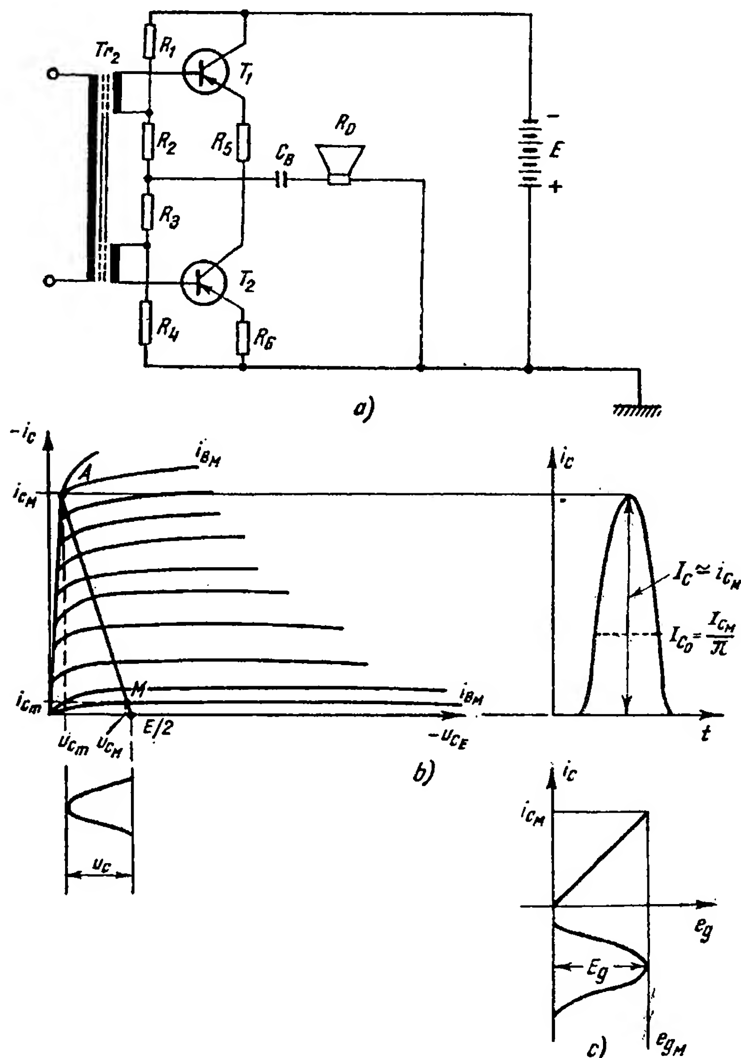


Fig. 9.23. Amplificator *AF* de semnal mare în contratimp clasă *B* cvasicomplementar: *a* – schema de principiu; *b* – caracteristicile de funcționare în planul i_C, u_{CE}; *c* – caracteristica dinamică $i_c = f(e_g)$.

complementare, la acesta este necesar un etaj inversor pentru aplicarea de tensiuni în antifază pe bazele celor două tranzistoare amplificatoare de putere.

Proiectarea acestui etaj este asemănătoare cu aceea a etajului cu tranzistoare complementare. Tensiunea bateriei E se distribuie în părți egale la cele două tranzistoare, astfel că în punctul mediu tensiunea de colector este pe fiecare tranzistor egală cu $u_{CO} = \frac{E}{2}$.

Pentru evitarea zonelor neliniare ale caracteristicilor tranzistoarelor, punctul inițial de funcționare nu se stabilește la $u_{BE} = 0$ și $i_C = 0$, ci la un mic curent inițial, aplicînd la intrarea fiecărui tranzistor cîte o polarizare directă inițială de ordinul 0,1—0,2 V.

Ținînd seamă de caracteristica dinamică din figura 9.23, *b*, rezultă pentru rezistența de sarcină din colectorul fiecărui tranzistor valoarea

$$R_C = R_D = \frac{u_{CM} - u_{Cm}}{i_{CM} - i_{Cm}} \approx \frac{u_{CM}}{i_{CM}} \approx \frac{E}{2\, i_{CM}} \qquad (9.104)$$

care reprezintă în același timp și rezistența de sarcină comună ambelor tranzistoare. Puterea utilă totală este :

$$P_u = \frac{1}{2}(i_{CM} - i_{Cm})\,(u_{CM} - u_{Cm}) = \frac{E}{4}\, i_{CM}. \qquad (9.105)$$

Valoarea lui R_D, în funcție de P_u, are expresia :

$$R_D = \frac{E^2}{8\, P_u} \qquad (9.106)$$

relație care permite determinarea lui R_D cînd este dată puterea utilă și tensiunea de alimentare.

Totodată această relație ne arată că rezistența de sarcină la acest amplificator este de 16 ori mai mică decît la montajul cu transformator de ieșire, în aceleași condiții de putere utilă, ceea ce justifică posibilitatea de eliminare a transformatorului de ieșire.

În ceea ce privește puterea P_{a1} absorbită de la sursa de alimentare, de un tranzistor, aceasta are valoarea

$$P_{a1} = \frac{E}{2} \cdot \frac{i_{CM}}{\pi} \qquad (9.107)$$

iar puterea absorbită de etaj este dublă, adică :

$$P = \frac{E\, i_{CM}}{\pi} = \frac{E^2}{2\pi R_D} = \frac{4\, P_u}{\pi}. \qquad (9.108)$$

Puterea disipată de etaj se calculează cu formula :

$$P_d = P_a - P_u = \left[\frac{4}{\pi} - 1\right] P_u. \qquad (9.109)$$

Randamentul etajului rezultă din relația :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{(u_{CM} - u_{Cm})\,(i_{CM} - i_{Cm})}{2\, E\, i_{CM}} \approx \frac{u_{CM}}{2\, E} \approx \frac{\pi}{4} \qquad (9.110)$$

Puterea P_g pe care trebuie s-o debiteze etajul prefinal, considerat ca generator echivalent în circuitul de intrare al etajului final, necesară pentru excitarea celor două tranzistoare, este dată de expresia :

$$P_g = \frac{e_{gM}\, i_{BM}}{2} \tag{9.111}$$

unde i_{BM} are semnificația dată în caracteristicile din figura 9.23, *b*, iar e_{gM}, semnificația din figura 9.23, *c*.

Făcîndu-se o comparație între etajele finale de *AF* fără transformatoare cu etajele *AF* echipate cu transformatoare de ieșire se constată că primele sînt mai simple, au preț de cost mai mic, ocupă un volum mai redus și au o bandă de trecere mai mare datorită lipsei transformatorului, care este o sursă de distorsiuni de frecvență. Etajele finale fără transformator de ieșire prezintă dezavantajul cu privire la ușurința cu care se pot deteriora tranzistoarele finale, în cazul unui scurtcircuit accidental la ieșire. Din această cauză se iau uneori, în special în etajele de putere mare, măsuri de protecție cum ar fi introducerea unor siguranțe fuzibile în serie cu difuzorul sau cu sursa de alimentare, introducerea unei rezistențe suplimentare, în serie cu difuzorul, spre a limita curentul de scurtcircuit, utilizarea reacției negative etc.

Datorită avantajelor prezentate amplificatoarele finale de *AF*, în montaje fără transformatoare, sînt în prezent cele mai larg răspîndite în construcția de radioreceptoare.

AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ DE SEMNAL MARE CU TUBURI ELECTRONICE

În funcție de puterea de ieșire etajele finale ale radioreceptoarelor cu tuburi electronice sînt realizate fie cu un singur tub lucrînd în clasă *A*, fie cu două tuburi lucrînd în contratimp, fiecare tip de montaj avînd drept sarcină un transformator.

a. Amplificatoare de audiofrecvență de putere cu un tub electronic

Deși în trecut se utilizau ca tuburi finale atît triode cît și pentode, în prezent se folosesc aproape exclusiv pentode, principalele avantaje ale acestora fiind : randamentul mult mai bun și capacitățile parazitare mai mici.

Schema de principiu a unui astfel de etaj este prezentată în figura 9.24, *a*. Tubul funcționează în clasă *A*, adică fără curenți de grilă.

Alimentarea ecranului tubului amplificator se face de la o tensiune mai mică, cel mult egală cu cea a anodului, aceasta cu scopul de a mări tensiunea de negativare de tăiere E_{gt} (fig. 9.24, *b*). Creșterea valorii tensiunii de tăiere a curentului anodic permite creșterea amplitudinii de excitație. Valoarea lui E_{gt} este dată de relația :

$$E_{gt} = \frac{U_{g2}}{\mu_{g2}} \tag{9.112}$$

unde U_{g2} este tensiunea de alimentare a ecranului, iar μ_{g2} este factorul de amplificare corespunzător grilei-ecran.

În ceea ce privește prezența rezistenței R_e (fig. 9.24, *a*) aceasta este întîlnită numai în unele montaje și are rolul să stabilizeze funcționarea etajului, întrucît dacă, datorită unei cauze oarecare, curentul de ecran tinde să crească, prin căderea de tensiune care apare pe rezistența R_e tensiunea de ecran scade și deci valoarea curentului de ecran se stabilizează.

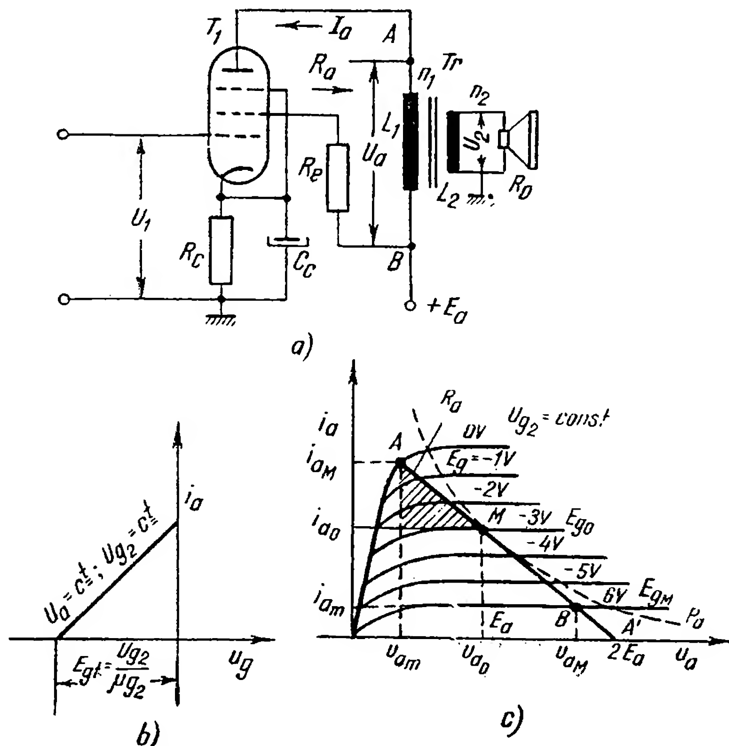


Fig. 9.24. Amplificator de audiofrecvență de semnal mare cu pentodă
a — schema de principiu; *b* — caracteristica $i_a = f_1(u_g)$; *c* — caracteristicile $i_a = f_2(u_a)$.

Calculul performanțelor și regimului de lucru al unui amplificator de putere cu pentodă se face numai pe cale grafică, forma caracteristicilor statice ale pentodelor nepermițînd stabilirea unor relații matematice care să aibă suficientă valabilitate în practică.

Sarcina etajului o constituie difuzorul în care trebuie să se dezvolte puterea utilă de *AF*. Bobina mobilă a difuzorului are o rezistență mică, de cîțiva ohmi, și deci nu se poate conecta direct în circuitul anodic al tubului, întrucît tubul (generatorul), avînd o rezistență internă R_i de ordinul zecilor sau sutelor de kiloohmi, nu poate furniza puterea necesară decît dacă este adaptat cu sarcina, sau dacă este de același ordin de mărime cu aceasta.

Din această cauză în etajul final se introduce, între tub și difuzor, un dispozitiv de adaptare care este constituit dintr-un transformator de *AF* de ieșire (*Tr* din fig. 9.24, *a*). Înfășurarea primară a transformatorului este conectată în serie cu circuitul anodic al tubului, iar înfășurarea secundară se conectează la bobina mobilă a difuzorului.

Pentru a realiza adaptarea, transformatorul are în circuitul primar mai multe spire decît în cel secundar, raportul de transformare n fiind :

$$n = \frac{n_1}{n_2} = 10...40.$$

În acest fel rezistența de sarcină R_D, conectată în circuitul secundar (și reprezentată prin rezistența bobinei mobile a difuzorului), este reflectată în circuitul primar la bornele $A - B$ ca o rezistență R_a de valoarea

$$R_a = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_D. \tag{9.113}$$

În acest fel, prin alegerea convenabilă a raportului $\frac{n_1}{n_2}$, se poate obține în circuitul anodic al tubului amplificator impedanța de sarcină la valoarea dorită. Căderea de tensiune continuă la bornele înfășurării primare a transformatorului de ieșire este relativ mică (de zeci de volți), rezistența acestei înfășurări fiind de obicei de sute de ohmi.

În ceea ce privește alegerea valorii reeistenței R_a, apar unele probleme și anume : dacă s-ar lua rezistența de sarcină anodică egală cu R_i, avînd în vedere că rezistența internă a pentodelor este foarte mare, aceasta ar necesita ca transformatorul de ieșire să aibă un raport de transformare foarte mare, care ar putea ajunge de ordinul sutelor. În aceste condiții înfășurarea primară a transformatorului ar trebui să aibă spire foarte multe. În plus, s-ar mări și capacitățile parazite ale transformatorului, ceea ce ar duce la înrăutățirea caracteristicii de frecvență a etajului. Pe de altă parte, creșterea rezistenței R_a, la valori comparabile cu R_i, ar face ca dreapta de sarcină în planul caracteristicilor $i_a - u_a$ (fig. 9.24, *c*) să fie foarte înclinată și să intre în regiunea în care neliniaritatea tubului este exagerată, ducînd prin aceasta la distorsiuni de neliniaritate foarte mari.

Avînd în vedere aceste considerații, valorile optime pentru rezistența R_a se aleg în jurul lui $(0,05 - 0,2)\ R_i$, care reprezintă un compromis între puterea utilă (P_u) cît mai mare și distorsiuni de neliniaritate cît mai mici. Dealtfel, acestea sînt elementele de la care se pleacă în alegerea condițiilor optime pentru funcționarea unui etaj final. Puterea utilă este mărimea care determină alegerea tubului electronic. Avînd cunoscută valoarea tensiunii continue E_a de care se dispune de la redresorul din radioreceptor, se trece la stabilirea condițiilor optime de funcționare ale tubului final, adică la determinarea negativării E_h, a tensiunii de excitație U_1 și a rezistenței de sarcină R_a, astfel încît să se obțină puterea utilă și distorsiunile impuse. Aceste operații se efectuează grafic, utilizînd în acest scop caracteristicile statice $i_a - u_a$ ale tubului ales (fig. 9.24, *c*). Se stabilește mai întîi în cotul superior al caracteristicilor, pe curba de negativare $E_g = 0$ V, un punct A, care reprezintă limita superioară de funcționare a tubului. Se unește punctul A cu punctul A', pentru care corespunde tensiunea $2\ E_a$ și se găsește astfel în mod aproximativ înclinarea dreptei de sarcină, care este corespondența rezistenței R_a. Neglijînd pierderile de tensiune în c.c. pe înfășurarea primară a transformatorului Tr, rezultă pentru U_{a0} o valoare egală cu tensiunea E_a. La intersecția perpendicularei ridicate din U_{a0} cu dreapta AA' se găsește punctul mediu de funcționare M, situat pe caracteristica de negativare E_{g0} ($E_{g0} = -3$ V în fig. 9.24, *c*).

În exemplul dat în figura 9.24, *c* acest punct de funcționare se găsește pe hiperbola de disipație. Dacă în alte cazuri punctul *M* rezultă deasupra hiperbolei de disipație, pentru a nu periclita viața tubului electronic, se va avea grijă ca acesta să fie coborît cel puțin pînă la hiperbola de disipație.

Tensiunea de excitație optimă U_1 se alege egală cu tensiunea de negativare E_{g0} ($U_1 = E_{g0} = 3$ V). Rezultă de aici că funcționarea tubului se întinde între caracteristicile de negativare de aproximativ 0 V și 2 E_{g0}.

Pentru ca distorsiunile armonicii a doua să se anuleze, trebuie ca segmentele *AM* și *MB* să fie egale (fig. 9.24, *c*), situație la care se poate ajunge prin rotirea dreptei de sarcină în jurul punctului *M*.

Avînd stabilită valoarea lui R_a, se poate determina puterea utilă a etajului, utilizînd relația :

$$P_u = \frac{1}{2} R_a I_{a1}^2 \tag{9.114}$$

unde I_{a1} este amplitudinea fundamentalei curentului anodic.

Puterea P_a absorbită de etajul amplificator este dată de relația :

$$P_a = U_{a0} I_{a0} \tag{9.115}$$

iar randamentul :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}. \tag{9.116}$$

b. Amplificatoare de radiofrecvență de putere în contratimp

Dacă puterea la ieșire nu poate fi obținută cu ajutorul unui singur element amplificator, se recurge la realizarea unui etaj final în contratimp (fig. 9.25). Cele două tuburi T_1 și T_2 sînt excitate în circuitele de grilă cu două tensiuni de aceeași mărime U_1, dar opuse ca fază. Pentru obținerea tensiunilor de excitație se folosește fie un etaj inversor de fază cu sarcină distribuită, fie un etaj amplificator cu cuplaj prin transformator (fig. 9.17).

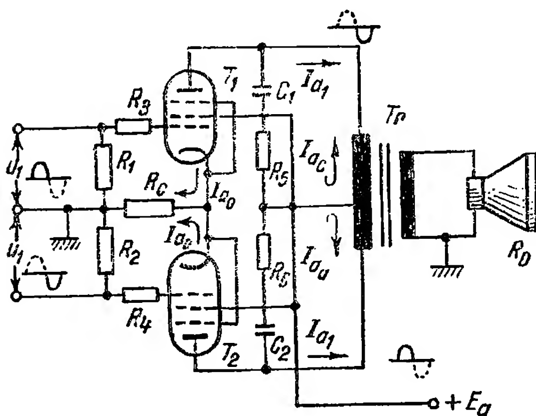


Fig. 9.25. Schema de principiu a unui amplificator de *AF* de putere în contratimp.

Difuzorul este conectat la etajul amplificator prin intermediul transformatorului de ieșire *Tr*. Acesta este prevăzut de obicei cu o priză mediană la înfășurarea primară, prin intermediul căreia se face alimentarea în curent continuu a etajului.

Tensiunea de negativare are aceeași valoare pentru ambele tuburi și se obține la bornele rezistenței R_c care este străbătută de suma 2 I_{a0} a curenților anodici medii ai celor două tuburi electronice.

Deşi în înfăşurarea primară curenţii anodici medii variază în antifază, din punct de vedere alternativ, datorită defazajului de 180° dintre tensiunile de grilă respective, în circuitul secundar al transformatorului *Tr* curenţii se adună şi deci puterea este de două ori mai mare decît în cazul utilizării unui singur tub.

Avantajele amplificatoarelor în contratimp, faţă de amplificatoarele cu un singur tub, sînt următoarele :

— amplificatorul în contratimp anulează la ieşire armonicile pare ale semnalului de excitaţie, aceasta în condiţiile în care tuburile sînt identice şi transformatorul este suficient de simetric construit ;

— etajul în contratimp reducînd armonicile pare, se reduc distorsiunile de neliniaritate şi deci permite negativări şi excitaţii mai mari decît două tuburi conectate în paralel ;

— tensiunile alternative aplicate prin sursa de alimentare cu tensiune continuă, datorate unui filtraj suficient, sînt anulate la ieşirea etajului ;

— componentele variabile ale curentului anodic se anulează în rezistenţa de negativare R_c, astfel că la bornele acesteia nu apare tensiunea alternativă, ci numai tensiunea continuă de negativare, ceea ce permite renunţarea la condensatorul de decuplare a rezistenţei de catod, fără ca prin aceasta să se micşoreze amplificarea etajului. Înlăturarea acestui condensator prezintă în schimb avantajul că sînt eliminate distorsiunile de frecvenţă ce apăreau la frecvenţele audio inferioare ;

— componentele medii I_{a0}, trecînd în sens invers prin înfăşurarea primară a transformatorului de ieşire, reduc mult magnetizarea în curent continuu a miezului acestuia. Aceasta prezintă un mare avantaj, în sensul că se pot utiliza miezuri de dimensiuni mai mici şi se reduc distorsiunile de frecvenţă şi neliniaritate ale transformatorului.

Din punctul de vedere al regimului de funcţionare, amplficatoarele în contratimp se împart în trei categorii : clasă *A*, clasă *AB* şi clasă *B*.

— La amplificatoarele clasă *A* tensiunea de negativare stabileşte, pentru fiecare tub, punctul de funcţionare la mijlocul regiunii liniare a caracteristicii de grilă.

— La amplificatoarele clasă *B* tensiunea de negativare este mare şi stabileşte punctul mediu de funcţionare, pentru fiecare tub, în regiunea de tăiere a curentului anodic.

— La amplificatoarele clasă *AB* tensiunea de negativare stabileşte punctul mediu de funcţionare între regimul de clasă *A* şi cel de clasă *B*.

În ceea ce priveşte principiile prezentate la etajele în contratimp cu tranzistoare acestea sînt valabile şi pentru montajele cu tuburi electronice.

D. ROLUL MODIFICĂRII PARAMETRILOR PIESELOR ASUPRA PERFORMANŢELOR AMPLIFICATORULUI *AF*

1. VERIFICAREA AMPLIFICATORULUI *AF*

Verificarea circuitelor şi a regimului static de funcţionare se face potrivit indicaţiilor date în paragrafele anterioare. Măsurarea curenţilor se admite pentru etajul final echipat cu tranzistoare.

Pentru aceasta se deconectează rezistenţa din emitor (dinspre sursă) şi se inseriază instrumentul pentru verificarea şi reglarea curentului de repaus corespunzător clasei în care lucrează etajul final. În general, valoarea curentului este specificată în documentaţia tehnică ce însoţeşte radioreceptorul.

a. Verificarea în regim dinamic

Verificarea sub semnal este capabilă să pună în evidenţă principalele performanţe ale amplificatorului *AF*. În funcţie de tipul generatorului de semnale folosit există următoarele metode de verificare :

— metoda generatorului de semnale sinusoidale *AF* nemodulate;

— metoda generatorului de semnale sinusoidale *AF* modulate în amplitudine cu impulsuri (semnale de test);

— metoda generatorului de semnale dreptunghiulare.

● **Metoda generatorului de semnale sinusoidale *AF* nemodulate.** Aceasta este metoda clasică de verificare. Ea constă în aplicarea unui semnal sinusoidal cu nivel constant la intrarea amplificatorului *AF*, ca în figura 9.26.

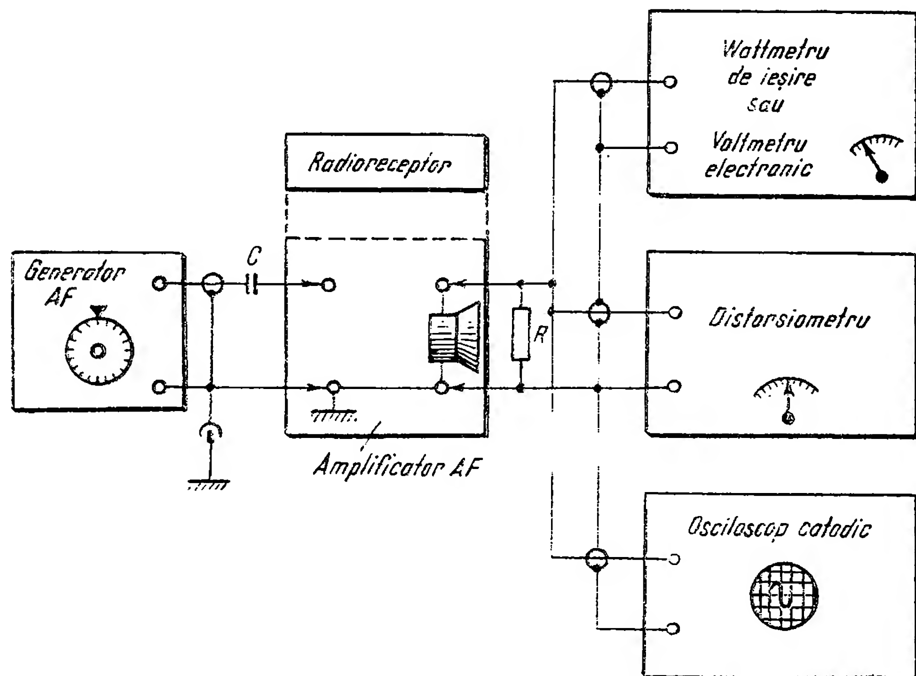


Fig. 9.26. Verificarea amplificatorului *AF*.

Caracteristicile semnalului de intrare, poziţionarea reglajelor şi conectarea aparatelor de control trebuie să corespundă condiţiilor generale de măsurare. Controlul semnalului la ieşire se face cantitativ la wattmetrul de ieşire şi distorsiometru, iar calitativ, la oscilograful catodic.

Schema-bloc din figura 9.26 poate suferi unele modificări, în concordanță cu particularitățile schemei. Dacă difuzorul și potențiometrul de volum nu au legătură galvanică la masa radioreceptorului, atunci conectarea aparatelor de control și a generatorului de semnale se face ca în figura 9.27.

Condensatorul de separare C are valori de ordinul 1 — 10 μF după cum radioreceptorul este echipat cu tuburi electronice (capacitate mai mică) sau cu tranzistoare (capacitate mai mare). Dacă condensatorul este electrolitic, se va avea grijă să se respecte polaritatea, iar tensiunea de lucru a acestuia să fie mai mare decît tensiunea sursei de alimentare.

Stabilitatea și caracteristica de frecvență se măsoară pentru puterea standard, în timp ce distorsiunile se măsoară pentru puterea nominală.

Osciloscopul catodic este utilizat în vederea unei informații rapide asupra distorsiunilor (forma de undă), a oscilațiilor parazite și asupra zgomotului.

Interpretarea oscilogramelor devine deosebit de utilă în procesul de depanare. Acestea furnizează date asupra unor performanțe, asupra stării pieselor componente, asupra punctului static de funcționare și asupra simetriei etajului final.

Informațiile dobîndite din această interpretare sînt menite să conducă direct la piesa defectă și eventual punctează direcțiile ce converg către defect.

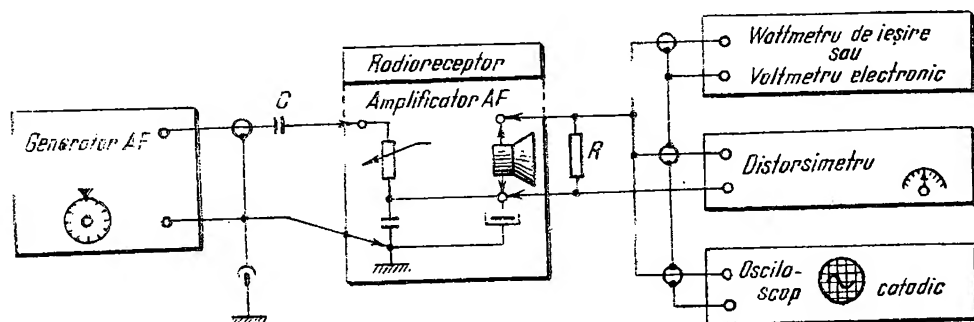


Fig. 9.27. Verificarea amplificatorului *AF* fără punct comun la masă.

Verificarea amplificatorului *AF* din radioreceptoarele echipate cu tranzistoare cu ajutorul osciloscopului catodic, devine deosebit de operativă și în același timp sugestivă, dacă în locul bazei de timp liniare se folosește o bază de timp sinusoidală. Tensiunea de intrare în amplificatorul *AF* și tensiunea necesară bazei de timp este furnizată de același generator *AF*. Aceasta din urmă se aplică pe plăcile de deviere pe verticală (*PV*). Pe plăcile de deviere pe orizontală (*PO*) se aplică semnalul de la ieșirea amplificatorului *AF*. Schema de montaj este reprezentată în figura 9.28.

Interpretarea oscilogramelor. În figura 9.29 sînt date oscilogramele obținute pe ecranul tubului cu ajutorul montajelor din figurile 9.26 și 9.27. Acestea sînt specifice amplificatoarelor *AF* echipate cu tranzistoare și cu etaj final în contratimp. Oscilogramele au următoarele semnificații :

A_1 — amplificatorul lucrează corect, cu distorsiuni admisibile ;

A_2 — amplificatorul debitează puterea nominală cu un coeficient de distorsiuni de neliniaritate de aproximativ 10% ;

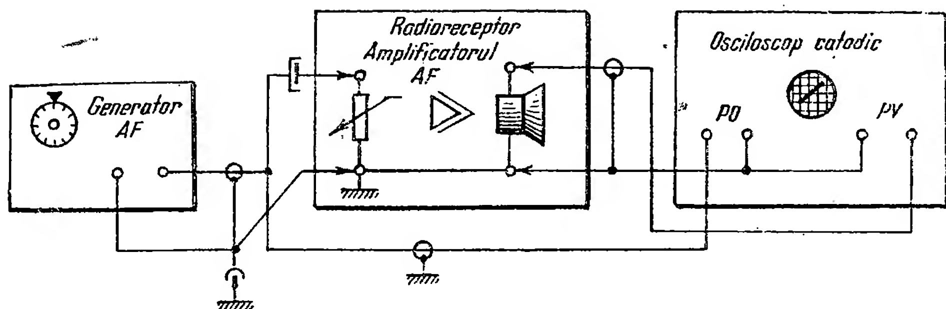


Fig. 9.28. Verificarea amplificatorului *AF* cu osciloscop catodic folosind baza de timp externă.

A_3 — oscilograma pune în evidență asimetria etajului final din cauza tranzistoarelor neîmperecheate (puterea sub cea nominală);

A_4 — oscilograma evidențiază defectarea sau scoaterea din funcțiune a unui tranzistor din etajul final;

A_5 — polarizarea tranzistoarelor din etajul final este incorectă (curent de repaus prea mic);

A_6 — oscilograma evidențiază asimetria tensiunilor de excitare a tranzistoarelor din etajul final, datorită etajului defazor (defecțiuni în transformatorul de defazare, polarizare necorespunzătoare etc.).

Dacă se utilizează montajul din figura 9.28, se obțin oscilogramele prezentate în figura 9.30. Acestea au următoarele semnificații:

B_1 — amplificatorul funcționează corect;

B_2 — amplificatorul, respectiv etajul final, este excitat cu semnale prea puternice, ceea ce face să se producă limitarea (coeficient de distorsiuni de neliniaritate mare);

B_3 — curentul de repaus în tranzistoarele etajului final (polarizare necorespunzătoare) este prea mare;

B_4 — curentul de repaus în tranzistoarele etajului final este prea mic;

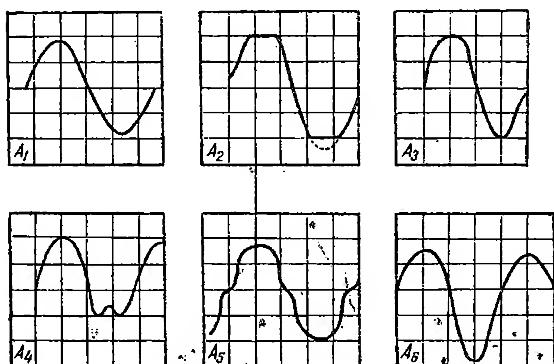


Fig. 9.29. Formele de undă pe ecranul osciloscopului la verificarea amplificatorului *AF* realizat în montajele prezentate în figurile 9.26 și 9.27.

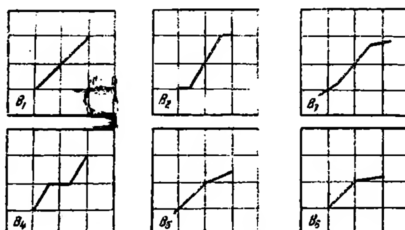


Fig. 9.30. Formele de undă pe ecranul osciloscopului la verificarea amplificatorului *AF* avînd montajul prezentat în figura 9.28.

B_5 — asimetrie a etajului final, din cauza tranzistoarelor neîmperecheate (unul din tranzistoare are coeficientul de amplificare mai mic decît celălalt) sau din cauza asimetriei tensiunii de excitație;

B_6 — este deteriorat sau scos din funcțiune unul dintre tranzistoarele ce echipează etajul final.

Diagrama B_1 arată că pe o perioadă amplificarea este constantă (se păstrează unghiul de înclinare și liniaritatea). Înclinarea minimă față de orizontală corespunde unei amplificări minime. În general, polarizarea etajului final se face prin divizor de tensiune rezistiv. Dacă se întrerupe legătura dinspre masă a divizorului, atunci curentul de repaus crește (apare imaginea B_3), iar cînd se întrerupe legătura către sursa de alimentare, curentul de repaus scade (oscilograma B_4).

Trebuie reținut că verificarea cu osciloscopul este aplicabilă și amplificatoarelor *AF* echipate cu tuburi electronice, cu mențiunea că interpretarea oscilogramelor se va face potrivit condițiilor de lucru ale etajului și tuburilor.

● **Metoda generatorului de semnale sinusoidale *AF* modulate în amplitudine cu impulsuri (semnale de test).** Metodele clasice, oricît ar fi de perfecționate, au marele defect că nu țin seamă de condițiile reale de funcționare a amplificatoarelor *AF* de putere și mai ales a amplificatoarelor de înaltă fidelitate.

Comportarea amplificatorului *AF* în regim sinusoidal permanent (nemodulat în impulsuri) nu reflectă comportarea sa reală la semnale ce se succed cu salturi de amplitudine cum ar fi de exemplu acelea corespunzătoare redării unei înregistrări de muzică simfonică.

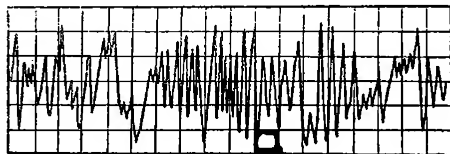


Fig. 9.31. Oscilograma unui zgomot „roz“ sau întîmplător asemănător semnalului real aplicat amplificatorului *AF*.

Semnalele reale analizate la osciloscop se apropie mai curînd de un zgomot „roz“, figura 9.31, sau întîmplător (zgomotul „roz“ se datorește suprapunerii unui număr mare de perturbații elementare ce se produc în timp urmînd legile hazardului), decît de semnalul clasic sinusoidal.

O altă constatare foarte importantă se referă la suprasolicitarea amplificatorului. În regim sinusoidal nemodulat (permanent) raportul puterilor (*putere de vîrf / putere medie*) este 2 sau, exprimat în decibeli, 3 dB. În condiții reale, la pasaje forte acest raport poate atinge valori între 25 și 50 sau în decibeli, de la 14 la 27 dB.

Solicitarea la care este expus amplificatorul depășește deci de 25 pînă la 50 ori puterea nominală și implicit posibilitățile teoretice.

Suprasolicitarea amplificatorului se răsfrînge nemijlocit și asupra etajului de alimentare.

Din cele arătate se deduce că nu există nimic comun între verificarea în regim sinusoidal nemodulat (permanent) și condițiile la care trebuie să facă față amplificatorul *AF* în cursul funcționării reale. De aceea, în ultimii ani s-a trecut la modificarea și completarea normelor în materie de măsurare a amplificatorului de înaltă fidelitate. Aceste norme cer să se facă uz în

cursul măsurărilor de aparataj capabil să simuleze atacul caracteristic instrumentelor, adică trecerea de la semnale reduse ca nivel, la semnale puternice şi invers.

Semnalele cerute pentru astfel de verificări trebuie să aibă un timp de creştere de 10—20 ms. Măsurarea intervine practic la 10—20 ms, după ce semnalul de excitaţie aplicat la intrarea amplificatorului a atins 90% din amplitudinea maximă (fig. 9.32).

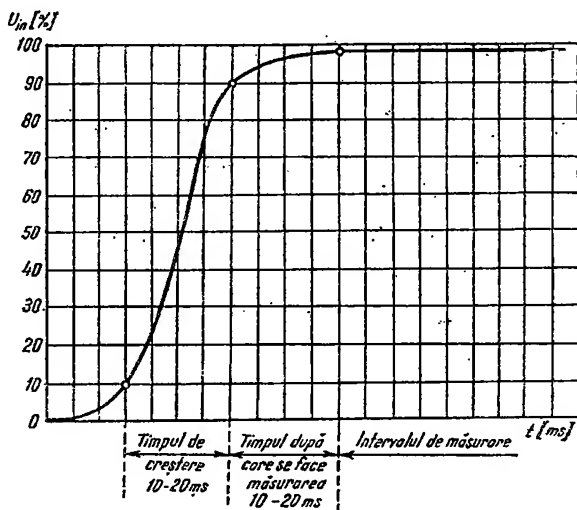


Fig. 9.32. Verificarea amplificatorului *AF* cu semnale de test (condiţii de amplitudine şi timp).

Se subliniază că circuitul de modulaţie utilizat trebuie să aibă un grad foarte mic de distorsiuni.

Aceste verificări reclamă generatoare speciale de trenuri de undă, adică numărul sinusoidelor generate într-un interval de timp considerat.

Cu titlu informativ, în figura 9.33 se dau diagramele trenurilor de undă furnizate de un generator de semnale de test. Durata trenurilor de undă este de 128 perioade (diagrama C_1), 8 perioade (C_2), 4 perioade (C_3).

Variaţiile bruşte de intensitate ale semnalului purtător de informaţii muzicale sînt simulate cu ajutorul trenurilor de undă de amplitudine mare ce alternează cu trenuri de undă de amplitudine mică (diagrama C_3). Nivelul maxim al trenului de undă corespunde semnalului normal de excitaţie, iar cel minim are 25—30 dB sub nivelul normal.

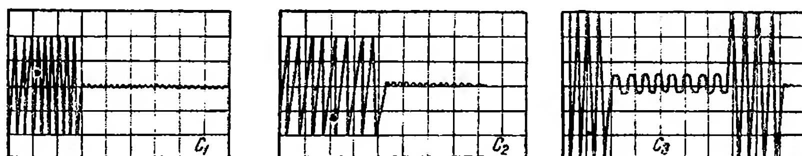


Fig. 9.33. Trenurile de undă furnizate de generatorul de semnale de test: C_1 — cu durata de 128 perioade; C_2 — cu durată de 8 perioade; C_3 — cu durată de 4 perioade alternate cu 8 perioade.

Folosirea trenurilor de undă permite scurte supraîncărcări ale amplificatorului supus măsurării, fără riscul — mai ales în cazul amplificatoarelor echipate cu tranzistoare — deteriorării etajului final sau a blocului de alimentare.

Astfel de verificări sînt singurele ce pot diferenția fără echivoc, diferitele tipuri de amplificatoare *AF*, identice din punctul de vedere al performanțelor obținute în regim sinusoidal nemodulat (putere, distorsiuni, caracteristică de frecvență etc.).

Diferențierea se face după „capacitatea de recuperare" a amplificatorului. Prin capacitatea de recuperare se înțelege posibilitatea amplificatorului de a reveni și reda corect semnalele slabe precedate de semnale cu nivel mare. La amplificatoarele cu capacitate scăzută de recuperare, semnalele puternice exercită o acțiune de mascare (de gîtuire) a semnalelor slabe. Fenomenul poate fi vizualizat pe ecranul osciloscopului și interpretat pe baza oscilogramelor.

Pentru exemplificare se consideră patru amplificatoare A_{m1}, A_{m2}, A_{m3}, A_{m4}. Coeficientul de distorsiune armonică cel mai mare îl prezintă A_{m1} și cel mai mic A_{m4} (măsurarea în regim sinusoidal continuu).

Verificarea în regim sinusoidal dinamic se face la frecvența de 1 000 Hz și la nivele ce depășesc cu 0,5 dB, 2 dB și 5 dB nivelul normal la care începe limitarea sinusoidei.

Oscilogramele obținute sînt prezentate în figura 9.34.

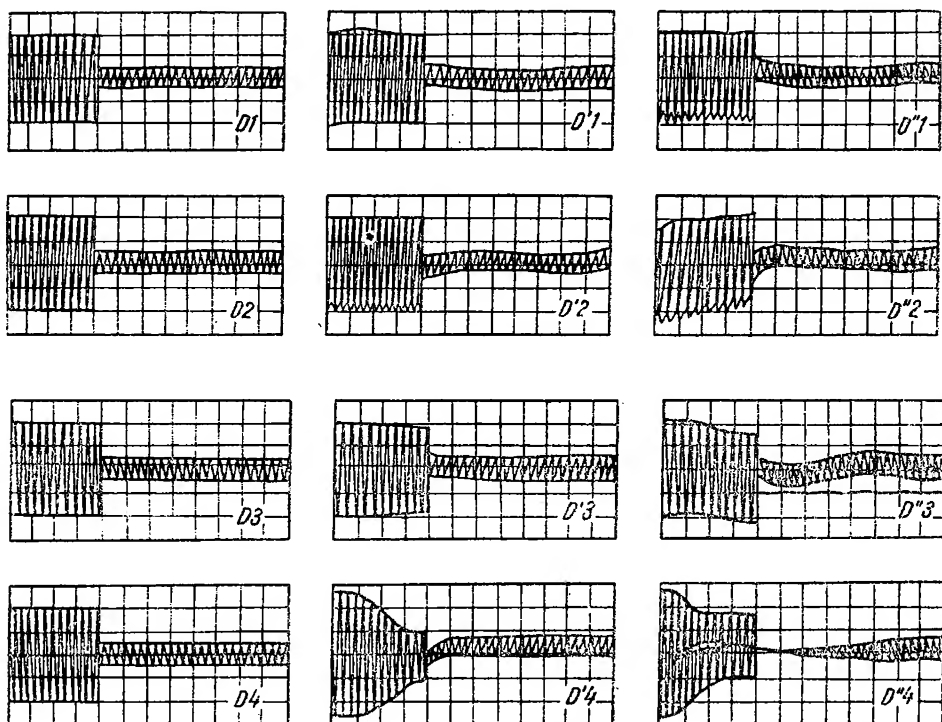


Fig. 9.34. Aspecte ale trenurilor de undă observate la ieșirea amplificatorului, verificate în regim sinusoidal dinamic pentru punerea în evidență a capacității de recuperare.

Interpretarea oscilogramelor. Oscilogramele D_1, D'_1, D''_1 se referă la amplificatorul A_{m1}. Oscilogramele D_2, D'_2, D''_2 la A_{m2}, D_3, D'_3, D''_3 — la A_{m3} și D_4, D'_4, D''_4 la A_{m4}. Oscilogramele D_1—D_4 corespund unei creșteri de 0,5 dB față de nivelul la care începe limitarea sinusoidei, D'_1—D'_4 la o creștere de 2 dB și D''_1—D''_4 la o creștere cu 5 dB față de nivelul considerat de referință.

La toate determinările s-a lăsat un interval de 5 secunde între două trenuri de undă succesive, cu scopul de a da timp etajelor de ieșire și alimentare să disipe căldura excedentară.

Din oscilograme se poate vedea că A_{m1} are capacitatea de recuperare foarte rapidă (oscilogramele D_1, D'_1, D''_1). Oscilogramele D_4, D'_4, D''_4 corespunzătoare amplificatorului *4* prezintă la suprasarcini (D'_4, D''_4) o strangulare de durată 100—200 ms, ce tinde să taie literalmente semnalul cu nivel mic. Acest amplificator dovedește o capacitate de recuperare scăzută, deși prezenta performanțele cele mai bune la verificarea în regim sinusoidal continuu.

Importanța verificărilor în regim sinusoidal modulat (dinamic) este și mai elocventă dacă se variază frecvența oscilatorului. Oscilogramele E_1, E'_1, E''_1 și E_4, E'_4, E''_4 (fig. 9.35) sintetizează comportarea amplificatoarelor A_{m1} și respectiv A_{m4} la frecvențe de 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz și la o creștere de nivel de 2dB peste nivelul de lucru la care apare limitarea sinusoidei. Amplificatorul A_{m1} (oscilogramele E_1, E'_1, E''_1) se comportă perfect, în timp ce A_{m4} prezintă o descreștere ușoară a semnalului către sfîrșitul trenului de undă la 1 kHz (oscilograma E'_4) și o puternică strangulare pe mai mult din jumătatea trenului de undă la frecvența de 100 Hz (oscilograma E''_4).

Fiziologic fenomenul este sesizat de ascultător. Astfel se explică de ce unele amplificatoare *AF* pot părea (în mod subiectiv) de calitate diferită, în timp ce măsurătorile efectuate în regim sinusoidal nemodulat (continuu) relevă performanțe similare.

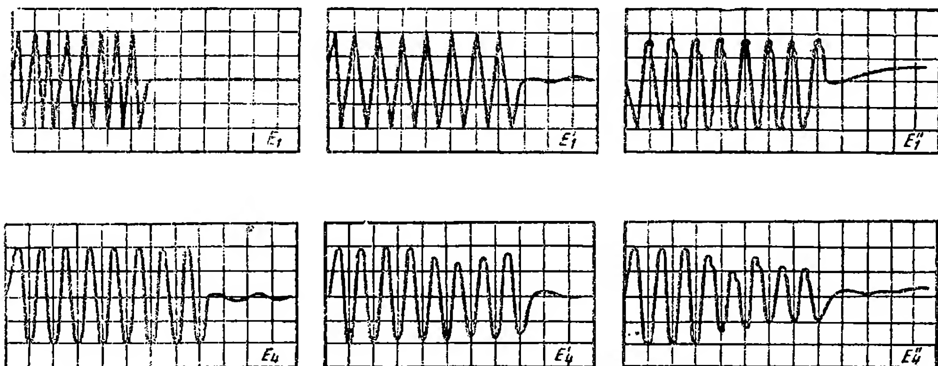


Fig. 9.35. Oscilograme ce ilustrează comportarea amplificatoarelor A_{m1}, A_{m4} la frecvențele de: 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz cu o supraîncălzire de 2 dB peste nivelul normal.

● **Verificarea amplificatorului cu semnale dreptunghiulare.** Verificările cu semnale dreptunghiulare (în regim de impulsuri) relevă răspunsul tranzitoriu al amplificatorului pe de o parte, iar pe de altă parte pune în evidență instabilitatea sau tendința de autooscilație a acestuia. Astfel de verificări îmbrățișează în ultimii ani o sferă din ce în ce mai largă de aplicare.

Explicaţia constă în simplitatea montajului şi operativitatea interpretării oscilogramelor.

Schema de montaj corespunde cu figura 9.26, cu deosebirea că în locul generatorului *AF* sinusoidal se conectează un generator de impulsuri

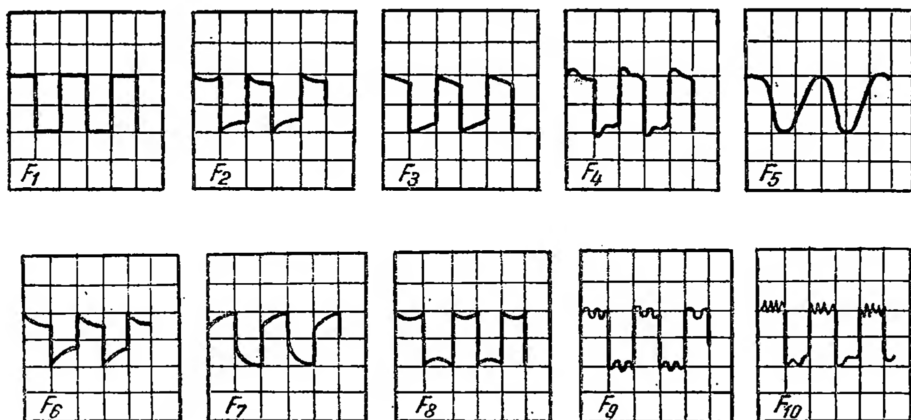


Fig. 9.36. Formele de undă la verificarea amplificatorului *AF* cu semnale dreptunghiulare.

dreptunghiulare iar controlul se face la osciloscop (wattmetrul de ieşire şi distorsiometrul devin de prisos).

În general, frecvenţele de repetiţie a impulsurilor la care se fac verificările sînt : 40, 100, 500, 1 000, 10 000 Hz.

Oscilogramele ce se obţin pe ecran sînt prezentate în figura 9.36.

Interpretarea oscilogramelor.

F_1 — semnalele dreptunghiulare nedistorsionate aplicate la intrarea amplificatorului *AF* ;

F_2, F_3, F_4, F_5 — funcţionarea corectă a amplificatorului la frecvenţe de 40, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz ;

F_6 — oscilograma pune în evidenţă distorsiunile de amplitudine la frecvenţele de 40 Hz şi 100 Hz (la frecvenţe joase) ;

F_7 — distorsiuni ridicate de amplitudine la frecvenţa de 10 kHz (frecvenţe înalte audio) ;

F_8 — distorsiuni de fază pronunţate la frecvenţa de 10 kHz (frecvenţe înalte audio) ;

F_9, F_{10} — marchează tendinţa de autooscilaţie (instabilitate) a amplificatorului *AF*.

Se menţionează că modificarea puţin pronunţată a formelor de undă obţinute la ieşire, pentru diferite frecvenţe de repetiţie a impulsurilor, indică un răspuns tranzitoriu corect.

Pentru a fi cît mai concludentă verificarea în regim de impulsuri, se impune compararea formelor de undă de la ieşire cu forma de undă aplicată la intrare.

a. Amplificator AF de semnal mic cu tranzistoare

Schemele de principiu la care se referă analiza sînt prezentate în figurile 9.2, 9.6 şi 9.9. Mărimile trecute în paranteză sînt valori limită. Specificaţiile de valoare mai mare sau mai mică nu vizează limitele ci valoarea nominală a piesei, trecută în schema de principiu sau în documentaţia tehnică.

C_1 din figura 9.6 şi C_2 din figura 9.2 (0,1—10μF) este condensatorul de cuplare a etajelor de *AF*. La unele scheme aceasta lipseşte. O valoare mai mare nu modifică performanţele etajului. O valoare mai mică afectează caracteristica de frecvenţă în sensul atenuării în proporţie mai mare a frecvenţelor joase audio.

R_1 (1—25 kΩ) şi R_2 (10—200 kΩ) din figurile 9.2 şi 9.6 fac parte din divizorul de tensiune rezistiv necesar polarizării bazei lui T_1. O valoare mai mică pentru R_1 reduce tensiunea de polarizare. O valoare mai mare măreşte tensiunea de polarizare şi implicit creşte pericolul de străpungere a joncţiunii bază-emitor (supraîncărcarea tranzistorului). În ambele cazuri se modifică punctul static de funcţionare ceea ce are ca efect creşterea coeficientului de distorsiuni neliniare.

R_3 din figura 9.2 şi R_4 din figura 9.6 (1—20 kΩ) este rezistenţa de sarcină a tranzistorului T_1 din etajul preamplificator. O valoare mai mare sau mai mică decît valoarea obţinută la proiectare influenţează negativ asupra puterii de excitaţie a etajului următor (rezistenţă prea mare) şi asupra coeficientului de distorsiuni neliniare (rezistenţă prea mare).

R_4 (fig. 9.2) şi R_3 (fig. 9.6 şi 9.9) cu valorile cuprinse între 200 Ω şi 3 kΩ sînt rezistenţe de emitor. Aceasta contribuie la stabilizarea termică a etajului împreună cu rezistenţele R_1 şi R_2. O valoare mai mare are ca efect pozitiv o stabilizare mai bună cu temperatura şi ca efect negativ, creşterea coeficientului de distorsiuni neliniare. O valoare mai mică duce la supraîncălzirea tranzistorului şi la distorsiuni mai mari.

C_1 (fig. 9.2) şi C_2 (fig. 9.6 şi 9.9) au valorile cuprinse între 20 şi 100 μF şi constituie condensatoarele de decuplare a rezistenţei de emitor. O valoare mai mică dezavantajează frecvenţele joase audio. Dacă se întrerupe circuitul acesteia scade amplificarea etajului datorită reacţiei negative de curent din emitor. O valoare mai mare nu afectează performanţele etajului.

R_5, R_6 (fig. 9.2) corespund ca valori şi funcţiuni cu R_2, R_1.

$C_{icş1}$ (fig. 9.6, *a*) are valoarea de 10 nF şi este condensatorul de îmbunătăţire a stabilităţii etajului (amortizarea autooscilaţiilor de frecvenţă înaltă audio). O valoare mai mare înrăutăţeşte caracteristica de frecvenţă prin atenuarea frecvenţelor înalte audio. O valoare mai mică sau întreruperea circuitului acestui condensator favorizează intrarea în oscilaţie a etajului.

b. Amplificatoare AF de semnal mic cu tuburi electronice

C_g (fig. 9.11) este condensatorul de cuplaj al etajelor de *AF* şi poate avea valori între 4,5 şi 25 nF. O valoare mai mică determină limitarea benzii de frecvenţe joase audio. O valoare mai mare duce la funcţionarea

defectuoasă a amplificatorului, caracterizată prin pocnituri regulate în difuzor datorite constantei de timp C_g R_g prea mari.

R_g (fig. 9.11) şi R(fig. 9.17) este rezistenţa de grilă sau de negativare. Dacă negativarea se realizează prin curent catodic, atunci R_g şi R pot avea valori cuprinse între 0,5 MΩ şi 3 MΩ. În cazul negativării prin curent de grilă valorile lui R_g şi R sînt cuprinse între 5 MΩ şi 10 MΩ. O valoare mai mică determină micşorarea benzii de frecvenţe joase audio (este cazul negativării prin curent catodic) sau creşterea distorsiunilor datorită mutării punctului de funcţionare către porţiunea neliniară a caracteristicii (negativare prin curenţi de grilă). Efectul este maxim la semnale puternice. O valoare mai mare are ca efect creşterea distorsiunilor. Intreruperea rezistenţei (valoare infinită) se manifestă acustic în difuzor printr-o audiţie însoţită de pocnituri regulate. Pocniturile se datoresc încărcării grilei de comandă cu electroni ce nu se pot scurge la masă.

R_a din figura 9.11 (50—300 kΩ) este rezistenţa de sarcină a tubului T_1 Modificarea valorii în sensul micşorării sau înlocuirii acesteia cu o valoare mai mică duce la micşorarea amplificării (sensibilităţii) etajului. O valoare mai mare sporeşte puţin amplificarea însă nu îngustează banda de frecvenţe înalte audio şi cresc distorsiunile.

R_c din figurile 9.11, 9.13, 9.17 (1,5 — 5 kΩ) este rezistenţa de negativare automată a tubului T_1, conectată la catod. Modificarea valorii în timpul funcţionării sau înlocuirea acestei rezistenţe cu una de valoare mai mică sau mai mare duce la micşorarea amplificării, mărirea coeficientului de distorsiuni şi modificării negativării.

R_{s1}, R_{s2} din figura 9.17 (20—100 kΩ) sînt rezistenţele de sarcină conectate la anodul şi catodul tubului T_1. Cele două rezistenţe trebuie să fie de valori egale. În caz contrar tensiunile de excitaţie a etajului final diferă şi cresc distorsiunile. O valoare mai mare măreşte amplificarea şi coeficientul de distorsiune, în timp ce valoarea mai mică afectează sensibilitatea şi caracteristica de frecvenţă.

C_g (fig. 9.17) este condensatorul de cuplare a etajului defazor cu tuburile ce echipează etajul final şi are o valoare de 10—50 nF. Valori mai mici îngustează banda de trecere la frecvenţe joase. Valori mai mari decît acelea indicate în prospect nu afectează performanţele etajului final. Important la acest condensator este rezistenţa lui de izolaţie (500 MΩ). Micşorarea rezistenţei are ca efect pozitivarea grilei de comandă a tubului sau tuburilor din etajul final de către tensiunea anodică aplicată etajului defazor sau preamplificator. Rezultatul acestei pozitivări este creşterea exagerată a curentului anodic şi după caz deteriorarea tubului sau a transformatorului de ieşire.

Tr (fig. 9.13) este transformatorul de defazare. Defecţiunile transformatorului afectează caracteristica de frecvenţă (spire în scurtcircuit), coeficientul de distorsiune armonică, amplificarea etajului (mai mică sau mai mare după cum raportul de transformare este mai mic sau mai mare decît cel nominal). Un raport mai mare înrăutăţeşte raportul *semnal/zgomot* şi favorizează autooscilaţiile.

c. Amplificatorul AF de semnal mare cu tranzistoare

R_4 (fig. 9.21) este una din rezistenţele divizorului de tensiune ce asigură polarizarea tranzistoarelor din etajul final şi poate avea valori cuprinse între 1,5 kΩ şi 10 kΩ. Alegerea valorii optime se face aşa încît curentul de

repaus al tranzistoarelor să fie corespunzător clasei de funcționare a etajului final. Modificările determină mărirea coeficientului de distorsiuni neliniare. Se menționează că o scădere a valorii rezistenței duce la un consum mărit de energie din sursa de alimentare.

R_3 (fig. 9.21) este rezistența divizorului de tensiune ce concură la polarizarea tranzistoarelor din etajul final. Valorile uzuale sînt cuprinse între 40 și 60 Ω. O variație a valorii rezistenței R_3 în sensul de creștere sau descreștere are efect opus modificării valorii rezistenței R_4.

R_1, R_2 (fig. 9.21), R_5, R_6 (fig. 9.23) de valori cuprinse între 1 și 5 Ω, sînt rezistențele de stabilizare termică conectate în circuitul de emitor al tranzistoarelor etajului final. O valoare mărită reduce amplificarea etajului final și implicit puterea de ieșire. O valoare mai mică micșorează domeniul de stabilizare la variațiile cu temperatura.

C_B (50—1 000 μF) din figurile 9.22, 9.23, este condensatorul de cuplare a difuzorului la etajul final. O valoare mai mare nu modifică performanțele etajului final. Aceasta se impune în cazul amplificatoarelor cu putere mare de ieșire. O valoare mai mică modifică caracteristica de frecvență a etajului final în domeniul frecvențelor joase audio.

Tr_1 (fig. 9.21) îndeplinește același rol și funcțiuni cu Tr din figura 9.13.

Tr_2 (fig. 9.18, fig. 9.21) este transformatorul de ieșire al etajului final. Aceasta asigură adaptarea impedanței sistemului acustic la impedanța de ieșire a etajului final pe baza unui anumit raport de transformare. Dacă impedanța de intrare a transformatorului este mai mare decît impedanța de ieșire a etajului (raport mare de transformare sau impedanța sistemului acustic mai mare decît cea normală) atunci puterea la ieșire scade foarte mult și frecvențele joase audio sînt tăiate.

Prezența spirelor în scurtcircuit în bobinajul primar sau secundar corespunde, ca defect, cu micșorarea impedanței de intrare a transformatorului și ca urmare determină efectele arătate anterior.

R_D (fig. 9.18, 9.21, 9.22, 9.23) este impedanța difuzorului. O valoare mai mare a impedanței difuzorului decît cea nominală, determină micșorarea puterii și tăierea frecvențelor audio înalte. O valoare mai mică a impedanței duce la micșorarea puterii de ieșire și la tăierea frecvențelor audio joase. Alte defecte mecanice influențează de asemenea în mod negativ nivelul sonor.

d. Amplificatorul AF de semnal mare cu tuburi electronice

R_1, R_2 (0,5—1 MΩ) din figura 9.25 sînt rezistențele din circuitul de grilă al tuburilor T_1, T_2.

Valori mai mari sau mai mici produc același efect ca și R_g (fig. 9.11, 9.17).

R_c (100—300 Ω) este rezistența de negativare automată a tuburilor T_1, T_2 (fig. 9.25) respectiv a tubului T_1(fig. 9.24). O valoare mai mare sau mai mică schimbă regimul de lucru al tuburilor și se soldează în ambele cazuri cu creșterea coeficientului de distorsiuni și, implicit, cu micșorarea puterii de ieșire. Totodată micșorarea rezistenței de negativare contribuie la creșterea curentului anodic (negativare redusă) de așa manieră încît se depășește puterea de disparitie admisă de tub. În această situație anodul se înroșește și se pot deteriora tuburile.

R_3, R_4 (1—5 kΩ) din figura 9.25 sînt rezistențele conectate în circuitele de grilă ale tuburilor etajului final şi au rolul de a împiedica producerea oscilaţiilor parazite de înaltă frecvenţă în amplificatorul *AF*. O valoare mai mică sporeşte pericolul de autooscilaţie de înaltă frecvenţă. O valoare mai mare înrăutăţeşte caracteristica de frecvenţă către capătul superior al gamei audio.

C_c(50—100 μF) din figura 9.24 este condensatorul de decuplare a rezistenţei de negativare automată conectată la catod. O valoare mai mică afectează sensibilitatea etajului la frecvenţe joase audio. O valoare mai mare nu modifică performanțele etajului.

R_5, R_6 (10—50 kΩ), C_1, C_2 (1—25 nF)) din figura 9.25, alcătuiesc rețele de suprimare a oscilaţiilor de frecvenţe înalte audio. O valoare mai mare a rezistenţei asociată cu o capacitate de valoare mai mică favorizează condiţiile de oscilaţie (amortizarea minimă). O rezistenţă mai mică asociată cu o capacitate de valoare mai mare afectează caracteristica de frecvenţă în sensul limitării benzii de frecvenţe înalte audio.

Tr este transformatorul de ieşire al etajului final (fig. 9.24, 9.25). El are aceleaşi funcţiuni cu *Tr* (fig. 9.18, 9.21).

Capitolul 10

BLOCUL DE ALIMENTARE

Receptoarele de radiodifuziune conţin pentru furnizarea energiei electrice necesară funcţionării tuburilor electronice sau a tranzistoarelor o sursă de tensiune.

Receptoarele cu tuburi necesită surse de alimentare pentru încălzirea filamentelor (tensiuni alternative sau continue), surse pentru alimentarea ecranelor şi anozilor şi, eventual, o sursă de negativare. Receptoarele cu tranzistoare necesită o sursă pentru alimentarea de tensiune continuă, a cărei valoare nu depăşeşte în general 9 V.

La receptoarele staționare tensiunile necesare se obțin, în general, de la reţea prin blocul de alimentare. Receptoarele portabile se alimentează de la baterii şi uneori au şi posibilitatea alimentării de la reţea printr-un bloc de redresare corespunzător.

Receptoarele cu tuburi au blocul de alimentare realizat cu sau fără transformator sau autotransformator. Alimentarea fără transformator sau autotransformator se utilizează pentru avantajele care vor fi prezentate în cele ce urmează.

Receptoarele cu alimentare universală sînt acele receptoare (în general portabile) care pot fi alimentate de la reţea sau baterii.

Pentru realizarea funcţiilor arătate, blocul de alimentare trebuie să îndeplinească mai multe condiţii generale, şi anume : cu o schemă simplă să asigure toate tensiunile de alimentare necesare, de la reţele electrice de tensiuni variate, să aibă o bună stabilitate şi siguranţă în funcționare, un randament bun, o greutate cît mai mică şi un volum cît mai redus.

Redresorul împreună cu celula de filtrare care furnizează tensiunea de alimentare continuă trebuie să asigure factori de ondulație în limitele admisibile (v. tabela 10—1) şi să prezinte o rezistenţă internă cît mai mică, pentru a evita apariția cuplajelor parazite între etaje, care produc instabilități în funcţionarea receptorului. În cele ce urmează se vor analiza funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească blocul de alimentare, modul de realizare al acestor funcţii şi condiţiile pe care trebuie să le satisfacă pentru a se obține performanţele necesare.

A. ALIMENTAREA FILAMENTELOR

Tensiunea de filament trebuie menţinută cu o toleranţă care se recomandă să nu depăşească 10 %. Acest lucru este important atît pentru tuburile cu încălzire directă cît şi pentru cele cu încălzire indirectă, limita de

variație fiind recomandată atît pentru creșterea cît și pentru scăderea tensiunii, respectiv a curentului de filament. În afara pericolului de distrugere a filamentului propriu-zis, la tuburile cu încălzire indirectă catodul se epuizează atît la subîncălzirea cît și la supraîncălzirea filamentului. Subîncălzirea filamentelor poate produce în plus distorsiuni în audiofrecvență sau chiar ieșirea din funcțiune a oscilatoarelor.

Filamentele se pot alimenta în derivație cu aceeași tensiune sau în serie sub același curent. Indiferent de modul cum este realizată încălzirea, tensiunea dintre filament și catod nu trebuie să depășească tensiunea admisibilă indicată de constructor.

1. ALIMENTAREA FILAMENTELOR CU TRANSFORMATOR

Filamentele sînt alimentate în derivație, unul din capetele înfășurării de filamente fiind legat la masă. De obicei, pentru tubul redresor există o înfășurare de filament separată (fig. 10.1), datorită faptului că multe tuburi redresoare sînt cu încălzire directă și deci filamentul lor se găsește la o tensiune pozitivă de circa 300 V față de masă. Pentru a evita zgomotul de

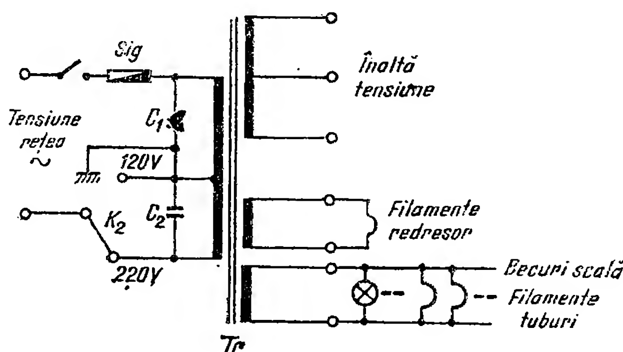


Fig. 10.1. Transformator cu înfășurări pentru alimentarea filamentelor unui receptor.

frecvența rețelei (brumul), care poate apărea în cazul unei amplificări mari, în special în amplificatorul de AF, datorită componentei de 50 Hz, care trece prin capacitatea filament-catod, se realizează o echilibrare a tensiunii alternative pe cele două extremități ale filamentului utilizînd una din metodele indicate în figura 10.2.

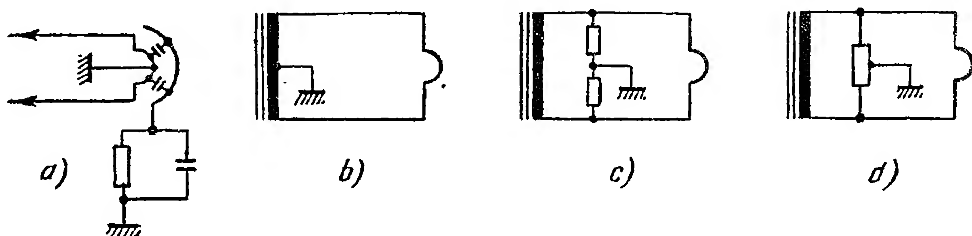


Fig. 10.2. Echilibrarea tensiunii de încălzire prin:
a – priză mediană la filament; *b* – priză mediană la înfășurarea transformatorului; *c* – priză mediană artificială prin divizor rezistiv; *d* – priză mediană artificială prin potențiometru rezistiv.

Pentru a evita realizarea unei înfășurări separate pentru filamentul tubului redresor, s-au construit tuburi cu o izolație specială filament-catod care să permită alimentarea în paralel cu a celorlalte tuburi.

2. ALIMENTAREA FILAMENTELOR FĂRĂ TRANSFORMATOR

La receptoarele fără transformator, un capăt al rețelei este legat la șasiul aparatului și filamentele se alimentează în serie (fig. 10.3).

Ordinea de înscriere a filamentelor tuburilor este în general următoarea : redresor, amplificator final AF, amplificator FI, mixer, preamplificator AF, detector, masă.

În general, tuburile pentru acest tip de receptoare se alimentează sub curent de 0,1 A ; 0,15 A ; 0,2 A sau 0,3 A.

Rezistența R_1 este astfel dimensionată încît să preia diferența de tensiune dintre tensiunea rețelei și cea care se aplică pe filamentele tuburilor înseriate. La schimbarea tensiunii de rețea se modifică valoarea acestei rezistențe. În unele receptoare mai vechi în locul rezistenței bobinate R_1 se utiliza un tub regulator de curent (baretor) care avea și avantajul de a prelua în anumite limite variațiile tensiunii de rețea. La receptoarele moderne, în serie cu filamentele, se introduce un termistor care, avînd o rezistență mai mare la pornire, protejează filamentele care la „rece" au o rezistență mai mică.

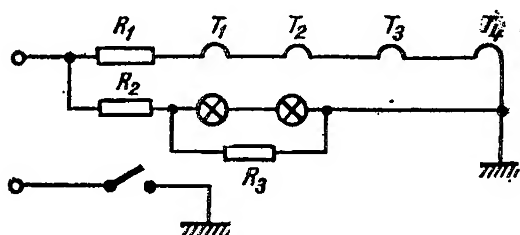


Fig. 10.3. Alimentarea filamentelor în receptoare prin rețea fără transformator.

Becurile de scară constituie o problemă aparte în receptoarele de acest tip, deoarece alimentarea lor în serie cu filamentele poate produce, în cazul întreruperii acestora, întreruperea funcționării întregului receptor. Deaceea, pentru a preîntîmpina arderea lor prematură ele se montează în general în derivație cu o rezistență R_3, astfel încît să se alimenteze la numai 2/3 din curentul nominal. În acest fel se evită arderea lor la pornirea receptorului, cînd filamentele sînt reci și curentul care trece prin ele este mare. Din aceleași considerente în unele receptoare becurile de scară au circuite de alimentare proprii (fig. 10.3).

3. ALIMENTAREA FILAMENTELOR CU AUTOTRANSFORMATOR

Filamentele tuburilor se alimentează fie în derivație, ca în cazul transformatorului, fie în serie, ca în cazul receptoarelor fără transformator (pentru rețeaua continuă și alternativă).

4. ALIMENTAREA FILAMENTELOR DE LA BATERII SAU ACUMULATOARE

Filamentele se pot alimenta fie în serie, fie în paralel, în funcție de tensiunea bateriei de acumulatoare și de cea necesară pentru încălzirea tuburilor.

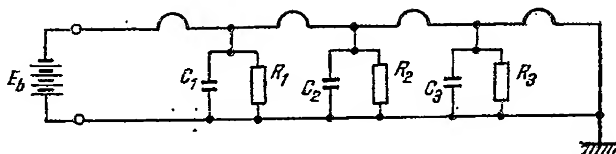


Fig. 10.4. Alimentarea filamentelor în serie.

În cazul alimentării în serie a filamentelor curentului anodic al tubului final, care este mare, se închide la masă prin filamentele celorlalte tuburi şi poate provoca supravoltarea acestora. Evitarea acestui efect se realizează prin montarea de rezistenţe decuplate cu condensatoare prin care curenţii anodici se închid la masă (fig. 10.4).

ALIMENTAREA FILAMENTELOR ÎN RECEPTOARELE UNIVERSALE

Aceste receptoare funcţionează cu alimentare de la reţea sau de la baterii, prin simplă comutare. De la baterii alimentarea filamentelor se realizează după cum s-a arătat la paragraful precedent. În cazul alimentării de la reţea, filamentul tubului redresor se alimentează direct de la reţea prin intermediul unei rezistenţe serie R_1 (fig. 10.5).

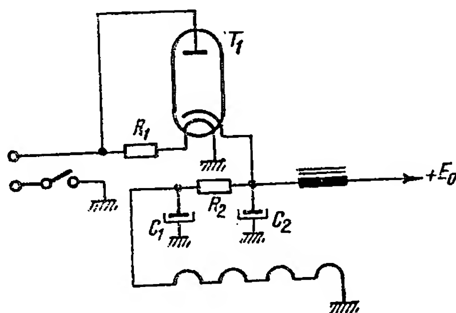


Fig. 10.5. Alimentarea filamentelor în receptoare universale.

B. CIRCUITE DE ALIMENTARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Tensiunea continuă necesară alimentării anozilor şi ecranelor tuburilor receptorului se obţine în receptoarele alimentate de la reţea prin redresarea cu ajutorul tuburilor cu vid sau a dispozitivelor semiconductoare în montaj de redresare a uneia sau a ambelor alternanţe ale tensiunii reţelei. După redresare, tensiunea este filtrată cu ajutorul unei celule de filtrare, pentru a reduce pulsaţiile în limitele admisibile, în funcţie de tipul etajului alimentat, după cum rezultă din tabela 10.1.

În receptoarele de fabricaţie mai veche se utilizau pentru redresare tuburi cu vid, sau elemente redresoare cu cuproxid sau seleniu.

În prezent, s-a generalizat în mare măsură utilizarea diodelor semiconductoare în redresoare, deoarece acestea au un randament mai bun, o durată de funcţionare mai mare, gabarit mic şi disipaţie de căldură mult mai mică.

Tensiunile inverse admise de unele diode fiind relativ mici, este uneori necesară conectarea lor în serie. Deoarece rezistenţa inversă diferă în anumite limite de la exemplar la exemplar, este necesar să se monteze în paralel cu diodele rezistenţe R, care să permită o distribuţie uniformă a tensiunii inverse (fig. 10.6).

Tabelul 10.1

Tipul etajului	Coeficientul de pulsație admisibilă în % din tensiunea redresată
Etaj de RF, schimbător de frecvență etaj de AFI	0,02...0,1
Etaj amplificator de tensiune de AF	0,01...0,05
Etaj final de AF (simplu)	0,1...0,5
Etaj final de AF în contratimp	0,5...2
Înfășurarea de excitație a unui difuzor electrodinamic	20

Valoarea rezistenței R se alege astfel încît curentul care trece prin ea să fie de cîteva ori mai mare decît curentul invers al diodei. În general, pentru fiecare tip de diodă în parte valoarea rezistenței R este indicată în catalog.

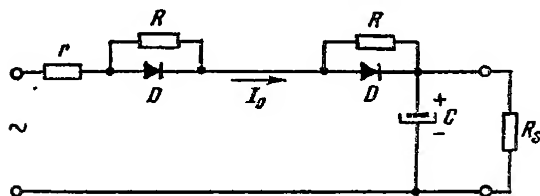


Fig. 10.6. Redresor cu diode semiconductoare.

Diodele semiconductoare nu trebuie să depășească o temperatură de 70°C în cazul germaniului și 100 °C în cazul siliciului. De asemenea, ele trebuie protejate cu fuzibile calibrate, deoarece nu suportă suprasarcini.

Rezistența internă a diodei R_i se poate calcula cu aproximație cu relaile :

$$R_i \approx \frac{500}{I_0} \text{ la diodele cu germaniu;}$$

$$R_i \approx \frac{1\,000}{I_0} \text{ la diodele cu siliciu.}$$

În serie cu diodele semiconductoare se introduce o rezistență r (de circa 50—100 Ω) cu scopul de a proteja diodele prin limitarea supracurentului care apare la aplicarea tensiunii datorită condensatorului C.

În general, în receptoare se utilizează unul din montajele de redresoare indicate în cele ce urmează.

1. REDRESAREA UNEI SINGURE ALTERNANȚE

Schema montajului pentru redresarea unei singure alternanțe a tensiunii de rețea, de obicei cea pozitivă, este prezentată în figura 10.7.

În calculul simplificat al unui redresor (fig. 10.8) se presupune că rezistența transformatorului de rețea este egală cu zero și capacitatea C_0 este foarte mare ($C_0 = \infty$), ceea ce echivalează de fapt cu presupunerea că tensiunea continuă U_0 de la bornele lui C_0 este constantă.

Curentul care trece prin elementul redresor are forma unor impulsuri simetrice sinusoidale cu un unghi de deschidere θ reprezentînd unghiul de fază corespunzător jumătății timpului de trecere a curentului prin elementul redresor.

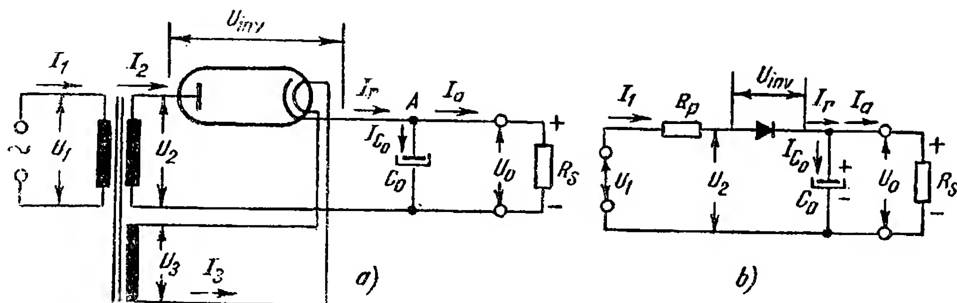


Fig. 10.7. Schema redresorului cu o singură alternanță:
a — cu transformator; *b* — fără transformator.

Valoarea unghiului θ rezultă din relația:

$$\cos\theta = \frac{U_0}{U_2}, \tag{10.1}$$

unde:

U_0 este tensiunea redresată, la bornele condensatorului C_0;
U_2 — amplitudinea tensiunii alternative aplicată elementului redresor.

Curentul nu poate circula prin elementul semiconductor decît atunci cînd anodul este mai pozitiv decît catodul, adică numai în timpul alternanței pozitive a tensiunii alternative aplicate. Curentul redresat I_r, este:

$$I_r = I_{C0} + I_0. \tag{10.2}$$

Condensatorul C_0 se încarcă pînă cînd tensiunea U_2 (fig. 10.7, *a*) respectiv U_1 (fig. 10.7, *b*) începe să scadă. Din acest moment condensatorul începe să se descarce pe R_s pînă cînd tensiunea alternativă devine egală cu tensiunea la care este încărcat C_0. Deși curentul redresat I_r devine zero, I_0 există în continuare, deoarece condensatorul debitează pînă la alternanța următoare, cînd tensiunea alternativă depășește din nou tensiunea condensatorului și ciclul se repetă.

Calculul redresorului cu o singură alternanță se face pornindu-se, în general, de la următoarele date:

— tensiunea continuă redresată (U_0);
— curentul continuu în sarcină (I_0);
— tensiunea alternativă de alimentare (U_1);
— coeficientul de pulsație al tensiunii la intrarea în filtru (p_0).

Parametrii redresorului se determină în ordinea indicată în cele ce urmează.

● Tensiunea inversă, U_{inv}, pe elementul redresor apare în momentul în care acesta nu conduce, pe anodul lui aplicîndu-se alternanța negativă, egală cu tensiunea alternativă de vîrf (U_2), catodul fiind la tensiunea maximă pozitivă U_0, la care este încărcat condensatorul. În gol ($R_s = \infty$) tensiunea inversă de vîrf este:

$$U_{inv} = 2\,U_2 = \frac{2U}{\cos\theta}. \tag{10.3}$$

Cunoaşterea acestei tensiuni determină alegerea elementului redresor care trebuie să suporte această tensiune.

● Pentru calculul redresorului este necesară determinarea unui coeficient auxiliar A, a cărui expresie este :

$$A = \mathrm{tg}\,\theta - \theta = \frac{\pi R_1 I_0}{m U_0} = \frac{\pi R_1}{m R_s}, \qquad (10.4)$$

unde :

θ este unghiul de deschidere rezultat din relaţia (10.1) ;
m — numărul de faze al redresorului ;
R_1 — rezistenţa pe fază avînd valoarea :

$$R_1 = R_T + R_i \qquad (10.5)$$

unde :

R_T este rezistenţa înfăşurărilor transformatorului raportată la circuitul înfăşurării secundare ;
R_i — rezistenţa internă a elementului redresor care este indicată în catalog sau se determină pe caracteristica statică ;
R_s — rezistenţa de sarcină.

● Pentru determinarea lui R_T se poate utiliza tabelul 10.2 determinat experimental.

Tabelul 10.2

$P_0(W)$	$R_T(\Omega)$
1—10	7—6%
10—100	6—4% din R_s
100—1 000	4—3%

Rezistenţa R_T este dată în procente din rezistenţa sarcinii exterioare şi în funcţie de puterea redresorului P_0 :

$$P_0 = U_0 I_0. \qquad (10.6)$$

Valoarea lui R_T se poate calcula şi cu relaţia :

$$R_T = \frac{500\, U_0}{I_0 \sqrt[4]{I_0 U_0}} \qquad (10.7)$$

unde : U_0 este dat în volţi şi I_0 în miliamperi.

După calculul lui R_T cunoscînd pe R_i rezultă R_1.

La redresarea unei singure alternanţe, $m = 1$. Rezultă valoarea lui A din relaţia (10.4) şi valoarea lui θ din figura 10.9.

● Se calculează amplitudinea tensiunii pe fază a înfăşurării secundare a transformatorului :

$$U_2 = \frac{U_0}{\cos\theta}. \qquad (10.8)$$

Valoarea eficace a tensiunii înfăşurării secundare a transformatorului este :

$$U_{2ef} = \frac{U_2}{\sqrt{2}}. \qquad (10.9)$$

● Valoarea eficace a curentului pe faza înfăşurării secundare a transformatorului de reţea I_2 este :

$$I_{2ef} = I_0 D, \qquad (10.10)$$

unde valorile lui $D = \varphi_3(\theta)$ sînt date în graficul din figura 10.8.

● Valoarea maximă a impulsului de curent i_{2max} care trece prin elementul de redresare este :

$$i_{2max} = i_0 F, \tag{10.11}$$

unde valorile lui $F = \varphi_2(\theta)$ sînt date de asemenea în figura 10.8.

● Puterea disipată pe elementul redresor este :

$$P_d = I_r^2 R_i \tag{10.12}$$

unde I_r este valoarea eficace a curentului care trece prin elementul redresor

$$I_r = I_0 D. \tag{10.13}$$

În calcule trebuie avut grijă ca puterea disipată să nu depășească puterea admisibilă pentru elementul semiconductor ales.

● Curentul din înfășurarea primară a transformatorului are forma celui din înfășurarea secundară, fără componenta continuă.

Valoarea eficace a curentului rezultă din relația :

$$I_1 = n\sqrt{I_2^2 - I_0^2} \tag{10.14}$$

unde : n este raportul de transformare al transformatorului.

● Puterea aparentă :

— în circuitul primar :

$$P_{ap} = I_1 U_{1ef}; \tag{10.15}$$

— în circuitul secundar :

$$P_{as} = I_2 U_{2ef}. \tag{10.16}$$

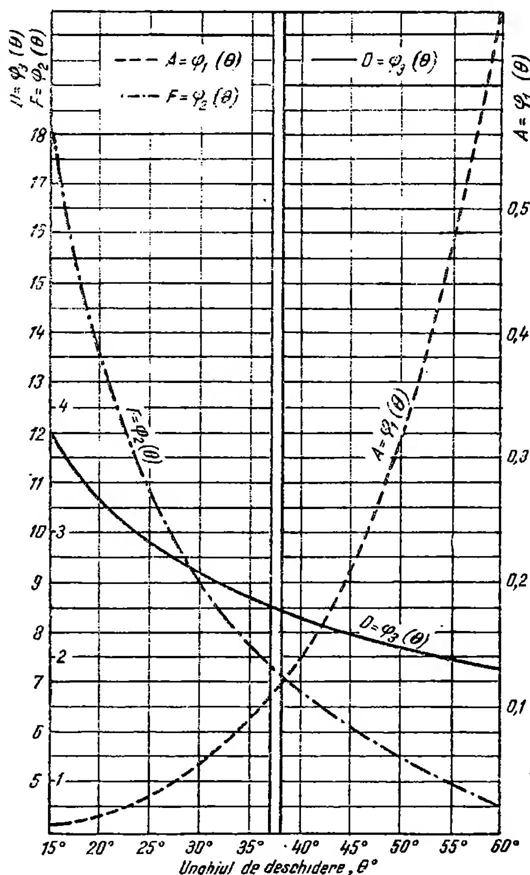


Fig. 10.8. Graficul principalelor relații electrice în calculul redresoarelor cu capacitate la ieșire.

● Pulsațiile la bornele condensatorului C_0. Atunci cînd condensatorul C_0 are valoare finită, tensiunea U_0 de la ieșirea redresorului cu redresare monoalternantă are pulsația în formă de dinte de ferăstrău de frecvența rețelei. Valoarea coeficientului de pulsație p_0 este :

$$p_0\ [\%] = \frac{\Delta U_0}{2U_0}\ 100 = \frac{50\ p}{fR_sC_0}, \tag{10.17}$$

unde :

$$p = 1 - \frac{\theta}{180°};$$

f este frecvenţa pulsaţiei, în Hz;
C_0 — capacitatea de ieşire, în F;
ΔU_0 — variaţia totală de tensiune;
R_s — rezistenţa sarcinii exterioare, în Ω.

Valoarea obţinută se poate utiliza la calculul elementelor filtrului, ea nedepăşind în general 15%.

În cazul în care redresorul debitează pe o capacitate, pulsaţiile de la bornele acesteia pot fi determinate aproximativ cu formula:

$$p_0 \approx \frac{0{,}25}{f R_s C}. \tag{10.18}$$

Calculul transformatorului se face în funcţie de valorile rezultate la punctele precedente.

Pentru montajele fără transformator de reţea în serie cu elementul redresor se introduce o rezistenţă adiţională de protecţie R_p (fig. 10.7, *b*), a cărei valoare este funcţie de tensiunea reţelei. Astfel, se recomandă:

pentru $$U_1 = 110\ \text{V} \rightarrow R_P = \frac{200\,(145 - U_0)}{I_0} \tag{10.19}$$

$$U_1 = 220\ \text{V} \rightarrow R_P = \frac{200\,(290 - U_0)}{I_0}. \tag{10.20}$$

Montajul de redresare a unei singure alternanţe este simplu şi poate fi realizat fără transformator; pulsaţiile rezultate fiind însă mari, necesită un filtru cu caracteristici superioare.

2. REDRESAREA AMBELOR ALTERNANŢE

În schema din figura 10.9 cele două jumătăţi ale secundarului transformatorului cu priză mediană fac ca diodele să funcţioneze succesiv, redresîndu-se ambele alternanţe ale tensiunii de reţea. Pulsaţiile tensiunii rezultante pe sarcina R_s au frecvenţa egală cu dublul frecvenţei reţelei şi o amplitudine mai mică decît la redresarea unei singure alternanţe. Aceasta este o consecinţă a faptului că timpul în care condensatorul C_0 debitează pe rezistenţa de sarcină R_s este mai mic decît în cazul redresării unei singure alternanţe.

Calculul acestui redresor se face după aceeaşi metodă ca şi în cazul redresării unei singure alternanţe, cu ajutorul relaţiilor:

$$U_{inv} = \frac{2\,U_0}{\cos\theta} = 2\,U_2; \tag{10.21}$$

$$A = \frac{\pi R_1}{R2_s}. \tag{10.22}$$

Rezistenţa înfăşurărilor transformatorului, R_T, se calculează cu ajutorul tabelei 10.2.

$$U_2 = \frac{U_0}{\cos\ \theta} \tag{10.23}$$

U_2 considerîndu-se între borna medie şi fiecare dintre capetele înfăşurării secundare a transformatorului.

La redresarea anbelor alternanţe $m = 2$. Pentru calcul se folosesc diagramele din figura 10.9.

$$I_2 = \frac{I_0}{2} D, \tag{10.24}$$

$$i_{2max} = \frac{I_0}{2} F, \tag{10.25}$$

$$P_a = \left(\frac{I_0 D}{2}\right)^2 R_i, \tag{10.26}$$

$$I_r = \frac{I_0}{2} D. \tag{10.27}$$

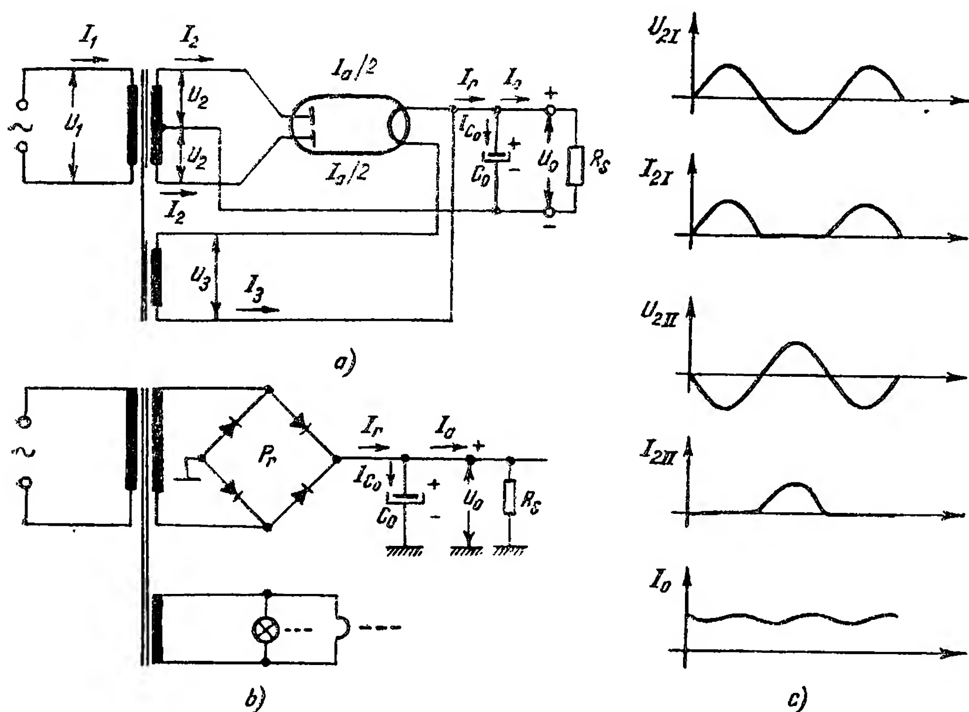


Fig. 10.9. Redresor pentru redresarea ambelor alternanţe:

a – cu tub electronic; b – cu diode semiconductoare în punte; c – formele tensiunilor şi curenţilor la redresarea ambelor alternanţe cu sarcină capacitivă (indicii I şi II se referă la cele două diode).

În montajul de redresare a ambelor alternanţe fiecare jumătate a înfăşurării secundare lucrează pe rînd în sens opus compensînd componentele continue ale ambelor jumătăţi şi atunci

$$I_1 = n\sqrt{2}\, I_2, \tag{10.28}$$

$$P_{ap} = I_1 U_{1ef}, \tag{10.29}$$

$$P_{as} = 2\, I_2 U_{2ef}\,, \tag{10.30}$$

$$p_0\,[\%] = \frac{\Delta U_0}{2\, U_0} \cdot 100 = \frac{50\, p}{f R_s\, C_0}\,. \tag{10.31}$$

$$p = \frac{1}{2} - \frac{\theta^\circ}{180^\circ} \tag{10.32}$$

Notațiile sînt cele utilizate la paragraful 1.

Redresarea ambelor alternanțe, deși complică transformatorul de rețea prin introducerea unei înfășurări secundare suplimentare, în comparație cu schema de redresare a unei singure alternanțe are avantajul unui coeficient de pulsație p mai mic.

3. CELULE DE FILTRARE

Tensiunea redresată prezintă la ieșirea unui redresor un proiect de pulsații cu 5...10% mai mare decît cel admisibil (tabela 10.1), astfel încît el trebuie micșorat cu ajutorul filtrelor LC sau RC (fig. 10.13).

În general, se folosește filtrul LC, deoarece bobina de șoc utilizată are o reactanță mare la frecvența pulsațiilor și o rezistență mică în curent continuu. Condensatorul are o reactanță mică pentru frecvența pulsațiilor și infinită în curent continuu. Deoarece rezistențele R au aceeași valoare atît în curent continuu cît și în alternativ, celulele de filtrare RC se folosesc numai în cazul unui receptor cu consum mic, deoarece la un curent continuu mare s-ar produce o cădere importantă de tensiune pe rezistență, deci pierdere de putere.

Filtrul se intercalează între ieșirea redresorului și rezistența de sarcină. Celula de filtraj are rolul de a micșora tensiunea alternativă de la intrare conform relațiilor :

$$\text{La filtrul } LC: \quad \frac{U_{\sim\, ie\c{s}ire}}{U_{\sim\, intrare}} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1}\,; \tag{10.33}$$

$$\text{La filtrul } RC \quad \frac{U_{\sim\, ie\c{s}ire}}{U_{\sim\, intrare}} = \frac{1}{R\,\omega\, C}\,; \tag{10.34}$$

unde :

$U_{\sim\, ie\c{s}ire}$ este tensiunea alternativă de la ieșirea celulei de filtrare;
$U_{\sim\, intrare}$ — tensiunea alternativă de la intrarea celulei de filtrare;

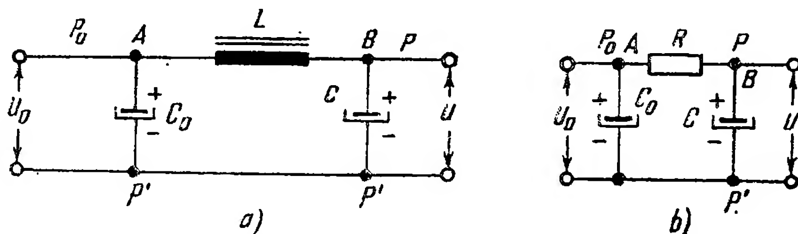


Fig. 10.10. Celule de filtrare :
a – LC; b – RC.

L — inductanţa serie a celulei filtrului ;
C — capacitatea paralel a celulei filtrului ;
$\omega/2\pi$ — frecvenţa pulsaţiilor.

Dacă cu o singură celulă nu se obţine o filtrare suficientă, se pot utiliza celule de filtrare duble.

Filtrele de netezire se pot realiza şi cu elemente active, tuburi sau tranzistoare care înlocuiesc inductanţa de filtraj. Soluţia se justifică însă numai cînd se obţine simultan şi o stabilizare a tensiunii.

4. EXEMPLE DE SCHEME DE ALIMENTARE

a. Alimentarea receptoarelor cu tensiune anodică

La majoritatea receptoarelor construite pentru a fi alimentate de la reţeaua de tensiune alternativă prin transformator se utilizează un redresor care redresează una sau ambele alternanţe. Filtrarea tensiunii redresate cu celule *RC* este utilizată pentru compensarea pulsaţiilor de frecvenţa reţelei sau a dublului acesteia.

În schema din figura 10.11 este prezentată schema unui alimentator în care redresarea se realizează cu o punte de diode D_1—D_4 şi filtrajul cu celulele *RC* alcătuite din C_1, C_2, C_3 şi R_1 şi R_2. Etajele cu consum mai mare cum sînt amplificatoarele finale de audiofrecvenţă se alimentează de la tensiunea U_1.

Pentru alimentarea filamentelor sînt două înfăşurări independente pe transformatorul de reţea. Pe una dintre ele cu priza mediană legată la masă se alimentează tuburile preamplificatoare de audiofrecvenţă care trebuie să nu introducă zgomot de frecvenţa reţelei sau multiplul acesteia şi becurile care iluminează scala. Celelalte tuburi sînt alimentate în paralel cu filamentele avînd un capăt la masă. Pentru evitarea cuplajelor prin circuitul de alimentare al filamentelor s-au introdus circuitele de filtraj S_1, C_5 ; S_2,

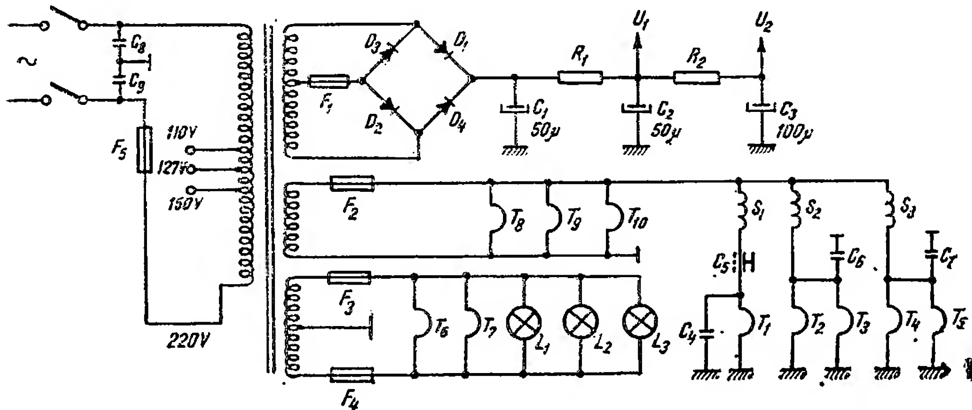


Fig.1 .11. Compensarea pulsaţiilor la ieşirea din filtru :
a — prin aplicarea tensiunii de compensare pe catodul finalei *AF*; *b* — obţinerea tensiunii de compensare.

C_6 și S_3, C_7 pe filamentele tuburilor din etajele de radiofrecvență și frecvență intermediară.

Înfășurarea primară prevăzută cu prize pentru 110 V, 127 V, 150 V și 220 V este protejată cu fuzibilul F_5, în timp ce înfășurările secundare sînt protejate cu fuzibilele F_1, F_2, F_3 și F_4.

b. Alimentarea receptoarelor de la rețeaua de curent continuu și alternativ

Lipsa transformatorului de rețea constituie avantajul principal al acestor receptoare.

Se utilizează întotdeauna redresarea unei singure alternanțe. În general, aceste receptoare pot funcționa atît la rețeaua de 120 V, cît și la cea de 220 V. În cazul tensiunii de 220 V se introduce în serie o rezistență adițională, care produce căderea de tensiune pînă la 120 V.

Un capăt al bobinei de filtraj se conectează uneori la minus, montajul diferind însă în funcție de modul cum sînt negativate tuburile.

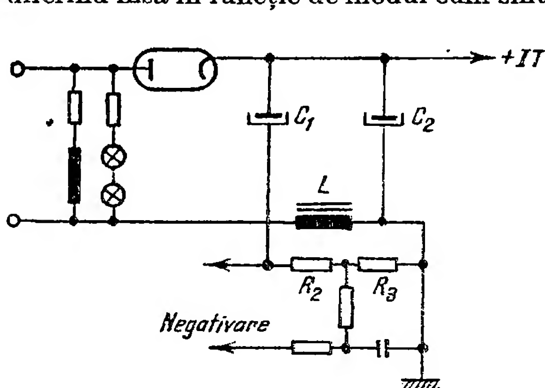


Fig. 10.12. Filtrare și negativare cu conectarea unui capăt al bobinei de șoc la masă.

La montajul din figura 10.12 filamentele nu au un capăt conectat la masă.

Între filamentul și catodul tubului redresor trebuie să existe o izolație bună, deoarece între ele se aplică, în timpul alternanței negative, o tensiune egală cu tensiunea inversă maximă aplicată pe tubul redresor; catodul fiind legat la primul condensator de filtraj este la un potențial pozitiv, aproximativ egal cu amplitudinea tensiunii maxime aplicate.

Datorită faptului că, în general, șasiul este legat la rețea, trebuie luate precauțiuni de protecție astfel încît nici o parte metalică (potențiometru, comutator etc.) în contact cu șasiul să nu poată fi atinsă cu mîna.

5. ALIMENTAREA RECEPTOARELOR CU TUBURI DE LA ACUMULATOARE

Receptoarele portative cu tuburi sau cele cu tuburi pentru automobile, se pot alimenta, pentru tensiunea anodică, fie de la baterii anodice care dau direct o tensiune cuprinsă între 60 și 120 V, fie de la acumulatoare sau baterii de joasă tensiune, asociate cu un convertor care transformă tensiunea continuă în tensiune alternativă, pentru ca această tensiune să poată fi mărită cu ajutorul unui transformator pînă la valoarea necesară, după care este redresată.

La receptoarele de tip mai vechi convertoarele se realizează cu vibrator (cu redresare mecanică sau electrică), iar în cele mai recente cu tranzistoare.

a. Convertor de curent continuu cu vibrator

În general, tensiunea pentru care sînt construite vibratoarele este de 2 ; 6 sau 12 V, pentru a putea fi alimentate de la un acumulator avînd tensiunea respectivă.

În figura 10.13, *a* se prezintă schema unui vibrator asincron, la care tensiunea continuă este întreruptă de un electromagnet *EM*, care atrage o lamă elastică pe care se găsesc contactele *A* şi *B*. Transformatorul T_r ridică tensiunea la valoarea necesară pentru alimentarea anozilor şi ecranelor tuburilor redresorului.

Redresarea se face pentru ambele alternanţe cu diodele D_1 şi D_2 după care urmează , înaintea celui de filtrare propriu-zise, şocul L_1 şi condensatorul C_1, care au rolul de a şunta frecvenţele armonice produse de vibrator.

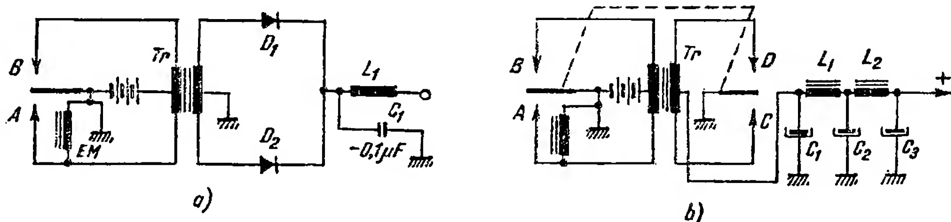


Fig. 10.13. Vibrator :

a — asi *b* — si

La vibratorul sincron (fig. 10.16, *b*) diodele sînt înlocuite cu contactele *C* şi *D*, realizînd un redresor mecanic antrenat în sincronism cu partea de întrerupere a vibratorului.

Frecvenţa de vibraţie este de aproximativ 100 Hz. La contactele vibratorului se montează, în general, circuite serie *RC* pentru a reduce perturbaţiile produse de scîntei şi refacerea formei de undă.

Randamentul global al alimentării cu vibrator sincron poate atinge valoarea maximă de 0,8, dar scade mult în cazul unei reglări incorecte. Deşi are un randament mai redus, reglarea vibratorului asincron este mai puţin critică.

b. Convertor de curent continuu cu tranzistoare

Convertoarele electronice sînt superioare celor mecanice, deoarece au o siguranţă şi o durată de funcţionare mai mare, un randament bun şi gabarit mai mic. Faptul că nu au piese în mişcare constituie un avantaj de o deosebită importanţă. Temperatura este elementul care poate influenţa nefavorabil funcţionarea convertoarelor cu tranzistoare. Funcţionarea acestora se bazează pe transformarea tensiunii continue într-o tensiune alternativă cu o frecvenţă de cîţiva kilohertzi cu ajutorul unui oscilator cu tranzistoare. Amplitudinea tensiunii alternative este mărită printr-un transformator pînă la valoarea necesară, apoi redresată şi filtrată.

Convertoarele cu tranzistoare în contratimp (fig. 10.14) sînt mult utilizate, deoarece au un randament mare chiar la valori mici ale tensiunii sursei de alimentare, U_1. Pentru a se obţine tensiuni continue înalte, tensiunea

alternativă U_2 se aplică unui montaj de redresare cu dublare de tensiune sau de redresare a ambelor alternanţe.

Filtrarea se realizează uşor, deoarece frecvenţa de lucru este mare.

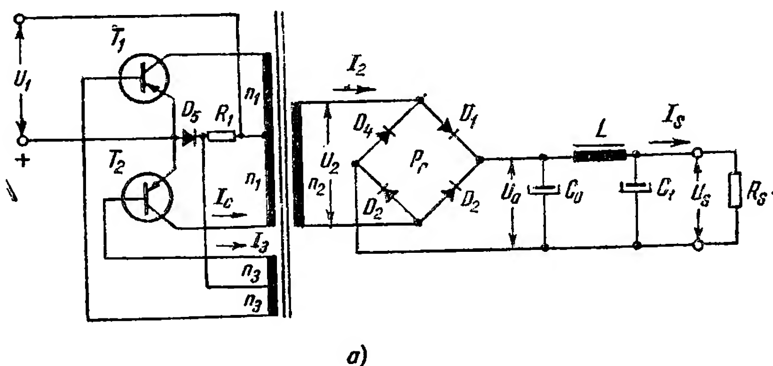
Întreruptorul, care constituie un element esenţial în convertoare, realizat cu tranzistoare, funcţionînd în regim de comutaţie, prezintă pe lîngă avantajul unui randament ridicat şi o siguranţă mărită în exploatare faţă de cel mecanic, avînd în plus avantajul că nu produce perturbaţii de radiofrecvenţă. Cu cît frecvenţa de lucru este mai ridicată, secţiunea miezului magnetic scade proporţional cu aceasta. Trebuie avut în vedere însă, că odată cu creşterea frecvenţei, cresc pierderile în miez, astfel încît apare necesitatea utilizării miezurilor de ferită.

Se pot realiza convertizoare cu un singur tranzistor funcţionînd ca oscilator, redresarea făcîndu-se cu o diodă semiconductoare. La acest tip de convertizor rezistenţa internă în curent continuu este mare, ceea ce constituie un dezavantaj, limitînd utilizarea numai pentru puteri şi curenţi mici.

Convertizorul cu două tranzistoare în contratimp de tipul prezentat în figura 10.14, *a*, poate fi utilizat în bune condiţiuni pentru puteri mai mari, avînd o rezistenţă în curent continuu mult mai mică decît varianta cu un singur tranzistor. Tranzistoarele T_1 şi T_2 sînt comutate alternativ în stare de conducţie şi de blocare. La conducţie, printr-o polarizare corespunzătoare a bazelor tranzistoarele sînt aduse la saturaţie. Curentul de colector are valoarea :

$$i_c = i\mu + I_r. \qquad (10.35)$$

Neglijînd efectele pierderilor, curentul de magnetizare $i\mu$ poate fi considerat ca variind liniar în timp.



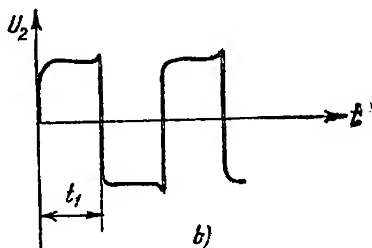


Fig. 10.14. Convertor cu tranzistoare în contratimp

a — schema; *b* — forma tensiunii în secundarul transformatorului.

Dacă intervalul de condiție al unuia din tranzistoare este t_1 (fig. 10.14, *b*) curentul de magnetizare variază cu :

$$2\,I\mu = \frac{U_1}{L_1} t_1. \tag{10.36}$$

I_r reprezintă valoarea raportată la înfășurarea n_1 a curentului din secundarul transformatorului cu n_2 spire. Acest curent este constant, în perioada t_1, intensitatea lui fiind determinată de curentul absorbit de sarcină R_s.

Datorită faptului că $i\mu$, respectiv curentul de magnetizare are o variație liniară, rezultă că și fluxul magnetic Φ va avea tot o lege de variație liniară în timp, astfel încît va determina în înfășurarea secundară n_2 a transformatorului, apariția unei tensiuni aproximativ constante pe durata t_1. Pe baza tranzistorului T_1 va apărea o tensiune de aceeași formă producînd conducția tranzistorului. Datorită saturării miezului magnetic în cazul convertizorului cu limitare pe miez, sau datorită ieșirii din saturație a tranzistorului T_1 în cazul convertizorului cu limitare pe tranzistor, se produce scăderea tensiunii pe baza tranzistorului T_1 și respectiv sfîrșitul perioadei de creștere a curentului de colector i_{C_1}.

Datorită faptului că tranzistoarele T_1 și T_2 funcționează în antifază, blocarea tranzistorului T_1 se produce simultan cu saturația tranzistorului T_2, al cărui curent de colector va crește linear pînă la saturarea miezului, care duce la o nouă basculare pe T_1.

Frecvența de comutație este determinată de viteza cu care se limitează curentul de colector. Alegerea acestuia este funcție de tipul tranzistoarelor, de miezul magnetic și de puterea necesară în sarcină. În general cu tolele de transformator obișnuite nu se poate depăși frecvența de 300 Hz sau 500 Hz pentru grosimi ale tolelor de 0,15 mm. Pînă la 5 kHz se pot utiliza tole de permalloy și peste această frecvență, pînă la circa 10 kHz, miezuri de ferită.

La tranzistoare, factorul de amplificare în curent cu baza la masă, f_α determină timpul de comutație.

Amorsarea oscilațiilor la punerea în funcțiune a convertizorului constituie o problemă de bază. Pentru a evita pierderile într-un divizor rezistiv care ar putea fi utilizat în acest scop, se utilizează dioda D_5 din figura 10.14, *a*, care are o valoare mare la punerea în funcțiune, astfel încît cea mai mare parte a curentului va trece prin rezistența R_1 la bazele tranzistoarelor T_1 și T_2, asigurînd amorsarea convertizorului. După amorsare, curenții de bază intenși circulă prin diodă, însă datorită neliniarității caracteristicii acesteia, tensiunea la bornele ei crește numai în mică măsură, pierderile rămînînd mici.

Calculul riguros al convertizorului este dificil astfel încît în practică se consideră, pentru simplificare, variația curentului de magnetizare ca fiind liniară, în timp. Această ipoteză duce la valori practic utilizabile în special la convertizoarele cu limitare pe tranzistor, la cele cu limitare pe miez, erorile fiind mai mari.

Ordinea calculului elementelor convertorului este următoarea :

- Calculul transformatorului, respectiv a volumului miezului magnetic, numărul de spire al înfășurărilor și diametrul conductorilor acestora;
- Calculul valorii eficace a curentului de colector și a celui de bază ;
- Calculul valorii de vîrf a curentului de colector și a tensiunii colector-emitor maxim;

● Calculul timpului de comutație determinat de frecvența f_α a tranzistorului

$$t_{comutație} = \frac{4\ldots 8}{f_\alpha}, \qquad (10.37)$$

● Calculul puterii disipate de tranzistor;
● Alegerea diodelor și elementelor celulei de filtraj.

C. ALIMENTAREA RECEPTOARELOR CU TRANZISTOARE

În general, receptoarele cu tranzistoare pot fi *staționare* sau *portative.* Cele portative se alimentează de obicei de la baterii și uneori de la acumulatoare sau de la rețeaua de curent alternativ. Receptoarele staționare cu tranzistoare se alimentează în general numai de la rețea.

Radioreceptoarele trebuie să fie astfel concepute încît să asigure performanțele receptorului de la valoarea nominală a tensiunii de alimentare, la o scădere de maximum 15...20%.

În cazul receptoarelor portabile alimentate de acumulatoare, acestea conțin uneori și redresorul de încărcare de la rețea a bateriei de acumulatoare, cum este dispozitivul din figura 10.15.

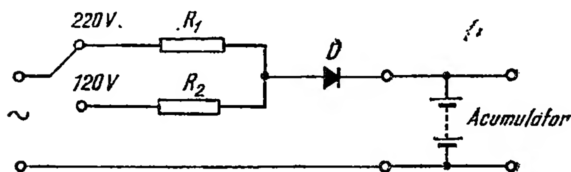


Fig. 10.15. Redresor pentru încărcarea bateriei de acumulatoare.

Radioreceptoarele cu tranzistoare alimentate de la rețea, utilizează redresoare cu redresarea unei singure alternanțe, sau a ambelor alternanțe, cu filtre *LC* sau *RC*. Este recomandabil să se utilizeze redresoare stabilizate, deoarece consumul de curent variabil al etajului final în clasă *B*, face ca tensiunea de alimentare să varieze în ritmul pulsațiilor de curent, ceea ce produce distorsiuni.

1. STABILIZAREA TENSIUNILOR DE ALIMENTARE

a. Stabilizator cu diodă Zener

Cea mai simplă metodă de stabilizare a tensiunilor de alimentare se obține cu stabilizatoarele parametrice cu diode cu siliciu de tip Zener, bazate pe modificarea parametrilor neliniari la modificarea tensiunii de intrare sau a rezistenței de sarcină. În figura 10.16, *b* este prezentată varianta cea mai simplă a unui stabilizator parametric cu diodă Zener a cărei caracteristică tensiune-curent are forma din figura 10.16, *a*.

Dacă diodei Zener i se aplică o tensiune inversă, la o anumită valoare U_{st} se produce străpungerea joncțiunii anod-catod. Pentru variații în anumite

te limite a curentului invers, tensiunea pe diodă rămîne aproximativ constantă, corespunzînd cu tensiunea medie de stabilizare $U_{st\,med}$.

În stabilizatorul cu diodă Zener curentul I are valoarea

$$I = I_{st} + I_s. \tag{10.38}$$

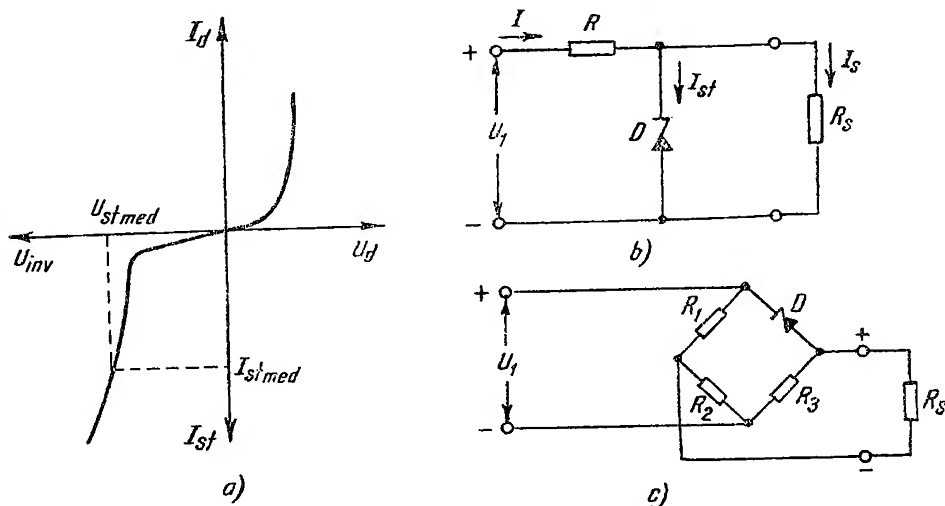


Fig. 10.16. Stabilizator cu diodă Zener:

a — caracteristica tensiune-curent a diodei ; *b* — schema stabilizatorului cu rezistență de balast ; *c* — schema stabilizatorului în punte.

Dacă tensiunea de intrare U_1 crește, va crește curentul I, creștere care este preluată de dioda Zener astfel încît curentul prin sarcina R_s și deci tensiunea de la bornele acesteia va rămîne constantă. Similar, se produce fenomenul la scăderea tensiunii de intrare. Pentru obținerea acestei stabilizări de tensiune la variația tensiunii de intrare sau la variația în anumite limite a rezistenței de sarcină este necesară o alegere corectă a punctului de funcționare pe caracteristica diodei Zener. Îmbunătățirea stabilizării se obține prin mărirea rezistenței de balast R, ceea ce duce însă la micșorarea randamentului stabilizatorului.

Rezistența internă și factorul de stabilizare a stabilizatorului sînt funcție de rezistența dinamică a diodei Zener. O rezistență dinamică mică duce la variații mai mici ale tensiunii de ieșire. Practic, se obțin rezistențe de ieșire între 10. . .30 Ω și un factor de stabilizare între 10. . .30.

O mai bună stabilizare de tensiune se poate obține cu un stabilizator în punte cu diodă Zener de tipul celui din figura 10.16, *c*, care are însă dezavantajul unei rezistențe mari de ieșire.

Deoarece temperatura influențează tensiunea de stabilizare a diodei Zener, se utilizează uneori o compensare cu coeficient negativ de temperatură obținută cu diode semiconductoare sau diode Zener, montate în sens direct, sau cu termistoare.

b. Stabilizator cu amplificare

Pentru o mai bună stabilizare de tensiune se utilizează metoda de stabilizare prin compensare, la care mărimea tensiunii de ieşire şi aceea a unei tensiuni de referinţă se compară şi diferenţa dintre acestea acţionează asupra elementului regulator al stabilizatorului, astfel încît compensează influenţa factorilor care duc la variaţii de tensiune.

În general, diodele Zener se folosesc ca surse de tensiune de referinţă în stabilizatoarele cu tranzistoare, numite şi stabilizatoare de compensare. Acestea asigură o tensiune de alimentare constantă atît la modificările tensiunii redresate, cît şi la variaţia sarcinii, fiind realizate în varianta derivaţie sau serie.

În figura 10.17, *a* la stabilizarea derivaţiei în paralel cu sarcina, este montat un tranzistor de putere care preia un curent cu atît mai mare, cu cît tensiunea de sarcină va creşte mai mult. Curentul prin tranzistor va fi maxim, cînd curentul I_s prin sarcină va fi minim. Montajul foloseşte un singur tranzistor şi o diodă Zener pentru tensiunea de referinţă. Pentru mărirea factorului de stabilizare se poate utiliza un al doilea tranzistor de comandă.

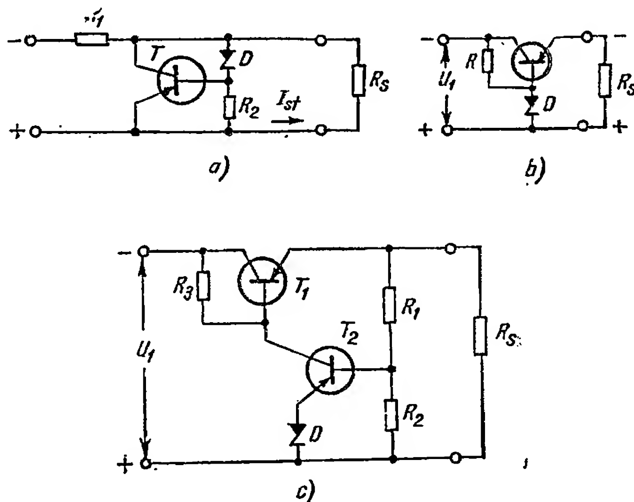


Fig. 10.17. Stabilizator cu amplificare:
a — stabilizare derivaţie; *b* — stabilizare serie; *c* — stabilizare cu amplificare.

Schema de stabilizare serie din figura 10.17, *b* are tranzistorul conectat în serie cu sarcina.

În circuitul de colector al tranzistorului se aplică tensiunea de intrare şi în bază tensiunea de referinţă aleasă, astfel încît prin joncţiunea emitor-bază să treacă curentul nominal de sarcină.

În circuitul bază-emitor se aplică diferenţa de tensiune dintre tensiunea pe dioda Zener şi tensiunea în sarcină care nu va depinde de variaţiile tensiunii sau ale curentului de la intrare. Pe tranzistor care constituie ele-

mentul de reglaj al stabilizatorului de tensiune se aplică ca tensiune de comandă numai variația tensiunii de ieșire, variația de curent fiind preluată de sursa de tensiune de referință. Cu aceste montaje se obțin factori de stabilizare pînă la 20, însă rezistența internă a stabilizatorului nu este suficient de mică pentru unele aplicații.

O variantă cu performanțe îmbunătățite de stabilizator de tensiune este cel din figura 10.17, *c*, unde tranzistorul T_2 amplifică semnalul de eroare care comandă tensiunea bazei tranzistorului de reglaj T_1. Acesta duce la mărirea factorului de stabilizare.

Pentru obținerea de performanțe cît mai bune, tranzistoarele utilizate trebuie să aibă coeficient de amplificare în curent β cît mai mare. De asemenea, sursa de referință trebuie să aibă o rezistență internă cît mai mică și tensiunea de referință să fie cît mai apropiată de tensiunea de ieșire a stabilizatorului.

Stabilitatea cu temperatura se îmbunătățește introducînd în serie în sens de conducție directă 2...3 diode Zener sau eventual diode cu germaniu. Pentru a mări însă prin aceasta rezistența dinamică a diodei Zener, diodele se montează în serie cu rezistența R_1 din figura 10.17, *c*.

Stabilizarea montajului este cu atît mai bună, cu cît valoarea rezistenței R_3 va fi mai mare, valoarea maximă fiind limitată de cea a curentului nominal prin sarcina R_s.

În receptoarele cu performanțe superioare și cu atît mai mult în cele speciale, tensiunile de alimentare sînt stabilizate cu montaje de tipul celor prezentate pentru asigurarea performanțelor generale.

D. INFLUENȚA MODIFICĂRII PARAMETRILOR PIESELOR ASUPRA PERFORMANȚELOR BLOCULUI DE ALIMENTARE

1. VERIFICĂRI ȘI CONDIȚIILE DE MĂSURARE ALE BLOCULUI DE ALIMENTARE

Verificările la care este supus un bloc de alimentare se rezumă la următoarele :

— verificarea cuadripolului de adaptare ;

— verificarea tensiunilor alternative și redresate ;

— verificarea tensiunii sau factorului de pulsație la bornele condensatoarelor de filtrare ;

— verificarea consumului de putere (curent) preluat de la sursele de alimentare.

● **Verificarea cuadripolului de adaptare** se face cu ohmmetrul și constă în urmărirea continuității circuitelor de alimentare. Ohmmetrul conectat la terminalele cordonului de rețea indică rezistența infinită dacă contactul întrerupătorului este deschis, și de ordinul ohmilor și al zecilor de ohmi dacă contactul întrerupătorului este închis.

Valorile specificate se referă la radioreceptoarele alimentate în c.a. cu transformator și autotransformator. Rezistența poate ajunge la valori de sute de ohmi dacă radioreceptorul este universal.

Verificarea siguranțelor fuzibile și a schimbătorului de tensiune se face conectînd ohmmetrul la firele cordonului de rețea. Acționînd schimbătorul de tensiune de la valori minime către tensiunea cea mai mare, ohmmetrul indică valori din ce în ce mai mari datorită înserierii rezistențelor în circuit (înfășurările transformatorului sau rezistențele divizorului de tensiune). Conectînd ohmmetrul la bornele AP' sau BP' (fig. 10.10) acesta trebuie să arate valori de ordinul miilor de ohmi. Valori mult mai mici sînt indicii de scurtcircuitare a condensatoarelor de filtrare sau de decuplare.

La radioreceptoarele cu tranzistoare, verificarea cu ohmmetrul este indicată numai pentru circuitele ce nu includ tranzistoare sau condensatoare electrolitice : este preferabil ca verificarea continuității să se facă în afara montajului sau pe circuite deschise.

Dacă procesul de reparare reclamă astfel de verificări, se impune pe de o parte ca ohmmetrul să aibă rezistența internă mare (minimum 50 kΩ) și sursa de tensiune să fie mai mică de 3 V, iar pe de altă parte să se respecte polaritățile și tensiunile de lucru ale pieselor supuse verificării.

● **Tensiunea alternativă, de rețea, aplicată elementului redresor și tensiunea de încălzire** (filament) se măsoară cu voltmetrul de c.a. Valorile obținute, în ordinea prezentată, sînt de aproximativ : 110 V sau 220 V, 110 V, 250 V sau 280 V, 6,3 V, sau corespunzător tensiunii indicate în catalogul de tuburi pentru tipurile de tuburi ce echipează radioreceptorul.

Tensiunea redresată se măsoară cu un voltmetru de c.c. (punctele $A-P'$ sau $B-P'$ din figura 10.10). La un consum normal tensiunea în punctele $A-P'$ este aproximativ 1,05—1,15 ori mai mare decît valoarea eficace a tensiunii alternative aplicate elementului de redresare dublă alternanță și de 1—1,1 ori mai mare la redresarea monoalternanță.

Tensiunea redresată la bornele $B-P'$ este cu aproximativ 20—40 V mai mică decît tensiunea la bornele $A-P'$ și depinde în principal de consumul tuburilor, mai puțin etajul final.

● **Tensiunea de pulsație, sau factorul de pulsație** caracterizează eficacitatea filtrului. Măsurarea acestei tensiuni se face cu voltmetrul și milivoltmetrul de audiofrecvență conectat la bornele $A-P'$ sau $B-P'$ prin intermediul unui condensator separator de 0,1 μF. Tensiunea pulsatorie la bornele $B-P'$ nu trebuie să depășească 0,12% din valoarea tensiunii redresate măsurată la aceleași borne, pentru montajul monoalternanță, și de 0,08% pentru redresarea dublă alternanță. Tensiunea pulsatorie la bornele $A-P'$ este de aproximativ 26 ori mai mare decît tensiunea pulsatorie la bornele $B-P'$. Tensiunea pulsatorie la ieșirea redresorului ce alimentează radioreceptoarele cu tranzistoare nu trebuie să depășească 2 mV.

● **Consumul de putere sau de curent** se verifică potrivit indicațiilor date în capitolul 19.

Dacă se constată un consum exagerat la radioreceptoarele alimentate de la baterii sau acumulatoare, verificarea surselor se face pe sarcini artificiale, punîndu-le să debiteze un curent aproximativ de 20 mA pentru bateria anodică 300 mA pentru pila de 1,5 V și 100—300 mA pentru setul de baterii ce alimentează radioreceptoarele cu tranzistoare.

După 10 minute de lucru pe sarcină, dacă se constată o scădere de 15% din tensiunea pilei și 35% din tensiunea bateriilor se impune schimbarea acestora.

Sig. este *siguranţa fuzibilă* a radioreceptorului (fig. 10.1). O calibrare pentru un curent mai mare poate provoca deteriorarea unor piese în caz de scurtcircuit. O calibrare pentru un curent mai mic întrerupe funcţionarea radioreceptorului prin arderea firului fuzibil, în special la şocuri de curent.

K_2 *este schimbătorul de tensiune* (fig. 10.1).

Neadaptat la tensiunea reţelei, conduce la sensibilitate nulă sau scăzută dacă tensiunea reţelei este mai mică decît tensiunea corespunzătoare poziţiei schimbătorului, şi la deteriorarea transformatorului şi a celulelor redresoare, arderea tuburilor electronice şi străpungerea condensatoarelor electrolitice din celula de filtrare, dacă tensiunea reţelei este mai mare decît tensiunea indicată de schimbător.

C_1 , C_2 (fig. 10.1) sînt *condensatoarele filtrului de reţea.* Valoarea capacităţii acestor condensatoare este de ordinul nanofarazilor. Valori mai mici provenite fie prin micşorarea capacităţii în timp, fie prin înlocuire, favorizează pătrunderea zgomotelor de reţea şi implicit reducerea raportului semnal-zgomot. Valori mai mari sau străpungerea acestor condensatoare au ca efect creşterea consumului de curent preluat de la reţea, eventual scurtcircuitarea reţelei sau punerea fazei la masă. Ultimul fenomen sporeşte pericolul de electrocutare la o eventuală atingere a şasiului.

Tr este *transformatorul de reţea.* Deteriorările transformatorului de reţea (spire în scurtcircuit, întreruperea înfăşurărilor) sau înlocuirea acestuia cu unul de putere mai mică provoacă reducerea tensiunii redresate şi de încălzire a filamentelor şi, implicit, micşorarea sensibilităţii precum şi înrăutăţirea celorlalte performanţe.

Prezenţa spirelor în scurtcircuit se trădează prin încălzirea excesivă a transformatorului la funcţionarea în gol.

R_1, R_2 (fig. 10.3 şi fig. 10.5) sînt *rezistenţele de reducere a tensiunii reţelei.* Valori mai mici sau mult mai mici decît acelea indicate în schemă duc la încălzirea exagerată a filamentelor şi la creşterea tensiunii redresate sau chiar la arderea filamentelor şi distrugerea elementului redresor. Valori mai mari sau foarte mari, duc la subîncălzirea filamentelor şi la micşorarea tensiunii redresate, eventual la întreruperea funcţionării redresorului. Rezistenţele R_1 şi R_2 de putere mai mică se supraîncălzesc, se ard cu timpul şi întrerup funcţionarea redresorului. Ele se trădează după aspectul exterior (prezintă urme de carbonizare). Dacă sînt de putere mai mare, nu dăunează bunei funcţionări, în schimb eventualele scurtcircuite pe căile de alimentare se materializează prin arderea altor piese mai importante decît rezistenţele divizorului de tensiune.

T_1 (fig. 10.5), P_R (fig. 10.9, *b*) sînt *elementele redresoare.* Uzura tubului redresor, creşterea rezistenţei directe a elementelor redresoare duc la micşorarea tensiunii redresate.

Atît tensiunea de lucru a elementului redresor, cît şi curentul normal debitat de tubul redresor trebuie să corespundă cerinţelor montajului. Valori mai mari ale tensiunii aplicate pe elementele redresoarelor se soldează cu distrugerea celulelor, iar pentru tub duc la epuizarea emisiei catodului, eventual arderea filamentului. Micşorarea rezistenţei inverse a celulelor redresoare (fig. 10.9, *b*) duce la creşterea tensiunii de zgomot (tensiunea de pulsaţie mărită).

C_1, C_2 (fig. 10.5 și fig. 10.12) C_0, C (fig. 10.10) sînt *condensatoarele de filtrare*. Ele pot avea valori cuprinse între 10—500 μF. Valoarea minimă se atribuie lui C_1 și cea maximă lui C_2. O valoare mai mare pentru C_1 pune în pericol de deteriorare sau ardere a elementului redresor. Pericolul crește dacă elementul redresor este un tub cu încălzire directă, o diodă semiconductoare și dacă radioreceptorul este închis și deschis în timpul funcționării. Fenomenul se explică prin valoarea mare a curentului de încărcare preluat de C_1 în regim tranzitoriu. O valoare mai mică a lui C_1 determină micșorarea tensiunii redresate și creșterea tensiunii de pulsație (zgomotul de rețea crește).

Un condensator de filtrare C_2 cu valoare mai mică a capacității duce la creșterea tensiunii de pulsație. O valoare mai mare a lui C_2 îmbunătățește filtrarea tensiunii redresate.

Tensiunea de lucru a ambelor condensatoare trebuie să fie de 1,41 ori mai mare decît valoarea eficace a tensiunii aplicate redresorului. În caz contrar, există pericolul de străpungere a acestora, fie în momentul punerii sub tensiune a redresorului, fie la întreruperea consumului de curent.

R (fig. 10.10, *b*) este *rezistența de filtrare* și poate avea valori cuprinse între 1 și 2,5 kΩ. O valoare mai mică determină creșterea tensiunii redresate și de pulsație (zgomot de rețea mărit). O valoare mai mare sau mult mai mare duce la micșorarea tensiunii redresate și de pulsație, eventual la întreruperea tensiunii de alimentare.

Puterea de disipație a rezistenței de filtrare trebuie să fie în concordanță cu valoarea maximă a curentului ce o străbate. O putere mai mică duce cu timpul la arderea acesteia. O putere mai mare prejudiciază alte piese la eventuale scurtcircuite pe căile de alimentare (dacă nu există siguranța fuzibilă).

R_2, R_3 (fig. 10.12) sînt *rezistențele de negativare* conectate pe minusul general. Ele pot avea valori cuprinse între 20 și 100 Ω. Valori mai mici duc la micșorarea tensiunii redresate, datorită consumului exagerat preluat de etajul final (negativarea mică). Valori mai mari determină creșterea tensiunii redresate și un consum redus de putere.

r (fig. 10.6) este *rezistența de limitare a curentului în elementul redresor*. Valoarea rezistenței este cuprinsă între 100 și 200 Ω. O valoare mai mare protejează mai bine tubul sau elementul redresor ; în schimb se micșorează tensiunea redresată. O valoare mai mică periclitează tubul sau elementul redresor la eventualele scurtcircuite pe traseul de alimentare.

Piesa vibratoare (fig. 10.13, *a* și *b*) poate duce la nefuncționarea convertorului de tensiune, dacă contactele se oxidează sau la o funcționare necorespunzătoare. Oxidarea pronunțată a contactului A (rezistență de contact foarte mare) face ca lamela elastică să nu mai vibreze și implicit se întrerupe tensiunea la ieșire.

T_1, T_2 (fig. 10.14) sînt *tranzistoarele convertorului de tensiune* cu rol de oscilator în montaj în contratimp. Întreruperea joncțiunilor sau scurtcircuitarea acestora scoate convertorul din funcțiune parțial sau total.

R este *rezistența de balast* (fig. 10.16, *b*). O valoare mai mare pentru R îmbunătățește stabilizarea montajului însă micșorează randamentul.

D este *dioda Zenner* (fig. 10.16, *b*) cu rol de *stabilizatoare* de tensiune. Întreruperea joncțiunii are ca efect creșterea tensiunii de ieșire și suprimarea efectului de stabilizare.

Același efect îl are întreruperea joncțiunii și pentru montajele prezentate în figurile 10.17, *a* și *b*, în care dioda Zener are rol de *sursă de tensiune de referință*.

Capitolul 11

TIPURI DE RADIORECEPTOARE

A. GENERALITĂȚI

Unui radioreceptor i se cer în general următoarele performanțe de bază :

— să poată recepționa și posturi foarte depărtate (care dau semnale reduse în antenă) ; această performanță se numește *sensibilitate* ;

— să asigure o bună separare a postului de emisie recepționat față de celelalte posturi ; această performanță se numește *selectivitate* ;

— să reproducă fără distorsiuni toate frecvențele audio recepționate ; această performanță se numește *fidelitate*.

Pentru a obține o bună sensibilitate, radioreceptorul trebuie echipat cu un număr mare de etaje amplificatoare, fiecare etaj avînd un factor mare de amplificare. Mărirea factorului de amplificare pe etaj, precum și mărirea numărului de etaje amplificatoare cu aceeași bandă de frecvență este limitată însă de instabilitatea montajului datorită reacțiilor parazite (montajul poate autooscila). Mărirea sensibilității radioreceptorului mai este limitată și de zgomotul de agitație termică introdus de etajele amplificatoare (în special de etajele de nivel redus). În cazul alimentării radioreceptorului din rețeaua de c.a., în afara zgomotului de agitație termică mai apare și zgomotul de rețea, cu atît mai pronunțat (și mai greu de înlăturat), cu cît sensibilitatea în *AF* este mai ridicată. Aceasta se datorează cuplajelor parazite între rețea (circuitele de alimentare a filamentelor, filtraje insuficiente, ecranări insuficiente etc.) și etajele *AF* (în special cele cu nivel redus de semnal).

O sensibilitate ridicată a receptorului este însă necesară doar pentru semnalele slabe sau foarte slabe. În ipoteza unor semnale puternice, o sensibilitate ridicată va face să apară distorsiuni datorită limitării semnalelor foarte amplificate de primele etaje, în etajele următoare. Din acest motiv radioreceptorul cu o bună sensibilitate trebuie dotat cu dispozitiv de reglaj automat al sensibilității care, pentru evitarea distorsiunilor, trebuie să acționeze asupra nivelului semnalului.

Pentru a obține o bună selectivitate, radioreceptorul trebuie să dispună de un filtru trece-bandă sau de cît mai multe circuite acordate (care să aproximeze caracteristica unui filtru de bandă). Pentru realizarea acordului radioreceptorului pe postul dorit din gamă, filtrul (sau circuitele acordate) trebuie să dispună de elemente de reglaj cu ajutorul cărora să se poată deplasa banda de trecere în toată gama de lucru. Acest deziderat este foarte greu realizabil în ipoteza unui filtru trece-bandă cu o caracteristică cît mai aproape de cea ideală (v. fig. 6.1). În plus, pentru a evita apariția unor fenomene nedorite datorate neliniarității caracteristicii primului etaj amplifi-

cator de *RF* filtrul trebuie montat la intrarea radioreceptorului. În cazul neliniarităților poate apărea de exemplu recepționarea mai multor posturi simultan, dintre care unul avînd frecvența purtătoare egală cu frecvența centrală a benzii de trecere a filtrului, iar celelalte rezultînd din schimbări de frecvență între diverse posturi cu nivel ridicat și care cad astfel tot în banda recepționată. Cum orice filtru introduce o atenuare în banda de lucru, cu atît mai mare cu cît caracteristica sa se apropie de cea ideală, se observă că nivelul de semnal care va ajunge la intrarea primului etaj de *RF* va fi mai redus, ceea ce va duce la necesitatea măririi sensibilității și deci implicit la micșorarea raportului *semnal/zgomot*. Din aceste motive se preferă echiparea radioreceptoarelor cu circuite acordate simple sau cuplate. În acest caz acordul pe postul dorit se realizează prin utilizarea de obicei a unor condensatoare variabile identice, cîte unul pentru fiecare circuit acordat, montate pe același ax pentru a putea efectua acordul simultan al tuturor circuitelor pe aceeași frecvență.

În general performanțele radioreceptoarelor depind de caracteristicile semnalului recepționat (de frecvența lui purtătoare, de nivelul lui etc.). Un radioreceptor ideal trebuie să aibă performanțe care nu depind (sau depind foarte puțin) de semnal. Variațiile selectivității și ale fidelității radioreceptorului cu nivelul semnalului nu sînt de dorit decît în foarte mică măsură în cazul recepționării semnalelor *MA*. Acest lucru se explică astfel : pentru un semnal cu nivel mare ar interesa o audiție de calitate și acest lucru impune o fidelitate sporită și în consecință o bandă largă. Pentru un semnal slab interesează o selectivitate sporită în primul rînd pentru a putea separa semnalul de celelalte semnale cu frecvențe purtătoare apropiate și poate cu nivele mai mari și în al doilea rînd, un raport *semnal/zgomot* mai bun, performanță absolut necesară pentru a putea amplifica de un număr mare de ori numai semnalul, nu și zgomotul. Chiar și în acest caz se observă că banda radioreceptorului nu trebuie să se modifice decît foarte puțin, de la 2 la 30 kHz cel mult.

Cel mai simplu tip de radioreceptor nu utilizează decît un etaj demodulator și un circuit de selecție în vederea alegerii stației de emisie dorite și este denumit radioreceptor cu simplă detecție.

Introducerea etajelor amplificatoare (fie de *RF*, fie de *AF*) în schema bloc a radioreceptorului cu simplă detecție îl transformă pe acesta într-un radioreceptor cu amplificare directă. Datorită amplificării reduse a etajelor de *RF* la frecvențe radio ridicate, radioreceptorul cu amplificare directă funcționează bine numai în gamele de *UM* sau *UL*.

Pentru a se asigura funcționarea și în gamele de *US* sau *UUS* se introduce reacția pozitivă.

În acest mod se poate realiza un etaj care să cumuleze mai multe funcții, denumit *etajul demodulat cu reacție*. Radioreceptoarele echipate cu demodulatoare cu reacție poartă numele de *radioreceptoare cu reacție*. Principala deficiență a acestor radioreceptoare este faptul că acordul pe stația de emisie dorită presupune reglajul a două butoane (unul reglează nivelul de reacție) și că acest reglaj nu este suficient de stabil în timp. Pentru asigurarea stabilității acestui reglaj în timp s-au construit radioreceptoare cu superreacție la care reglajul nivelului de reacție este automatizat.

Cu toate acestea, tipurile de radioreceptoare descrise mai sus, deși simple, nu au performanțele cerute unui radioreceptor de calitate.

Un radioreceptor bun trebuie să aibă performanţe care să se apropie cît mai mult de performanţele ideale. Aceste performanţe nu trebuie să depindă de elementele exterioare ale radioreceptorului (de gama de undă, frecvenţa purtătoare a postului recepţionat, de nivelul semnalului etc.), ci numai de elementele componente ale radioreceptorului şi să fie cît mai stabile în timp. Schimbînd frecvenţa purtătoare a semnalului recepţionat într-o frecvenţă purtătoare fixă şi utilizînd o schemă cu amplificare directă pe această frecvenţă fixă, se poate obţine un radioreceptor ale cărui performanţe să se apropie de cele ideale. Schimbarea frecvenţei purtătoare se face, după cum s-a văzut, cu ajutorul etajului schimbător de frecvenţă (v. cap. 4).

Considerînd f_s frecvenţa purtătoare a semnalului şi f_i — frecvenţa intermediară, frecvenţa f_h a oscilatorului local poate fi :

$$f_{h_1} = f_s + f_i \tag{11.1}$$

sau

$$f_{h_2} = f_s - f_i . \tag{11.2}$$

Modul de lucru definit de relaţia (11.1) arată că frecvenţa oscilatorului local trebuie să fie totdeauna mai mare decît frecvenţa semnalului. Cum schimbarea de frecvenţă mai poartă numele de *heterodinare*, modul de lucru definit de ecuaţia (11.1) poartă numele de *supradină*, şi în mod impropriu de *superheterodină*.

Modul de lucru definit de ecuaţia (11.2) indică faptul că frecvenţa oscilatorului local va fi totdeauna mai mică decît frecvenţa semnalului şi poartă denumirea de *infradină*.

Modul de lucru infradină nu se mai utilizează decît în cazuri cu totul speciale, deoarece conduce la îngustarea gamei recepţionate. Acest mod de lucru a fost utilizat la primele radioreceptoare cu tranzistoare, la care nu se puteau obţine frecvenţe de oscilaţie ridicate, deoarece nu erau încă construite tranzistoare cu frecvenţe f_α suficient de ridicate.

În ecuaţiile (11.1) şi (11.2) f_{h_1} şi f_{h_2} au un rol simetric. În consecinţă, considerînd aceeaşi frecvenţă a oscilatorului local, rezultă ecuaţiile :

$$f_s = f_h - f_i \tag{11.3}$$

$$f_{s_i} = f_h + f_i . \tag{11.4}$$

Aceste ecuaţii arată că există două frecvenţe purtătoare de semnal care pot conduce la obţinerea frecvenţei intermediare f_i la ieşirea etajului schimbător de frecvenţă. În cazul modului de lucru supradină f_s va fi frecvenţa semnalului şi f_{s_i} va fi frecvenţa semnalului imagine sau „imaginea". În cazul modului de lucru infradină, rolurile frecvenţelor f_s şi f_{s_i} se inversează. Dacă se scad relaţiile (11.4) şi (11.3), rezultă :

$$f_{s_i} - f_s = 2f_i , \tag{11.5}$$

adică frecvenţa imagine se află la un ecart de $2f_i$ faţă de frecvenţa de semnal. Pentru modul de lucru supradină frecvenţa imagine este mai ridicată decît frecvenţa semnal. Pentru a evita recepţionarea simultană atît a frecvenţei f_{s_i}, cît şi a frecvenţei f_s, radioreceptorul cu schimbare de frecvenţă trebuie să dispună, înaintea etajului schimbător de frecvenţă, de un filtru de bandă (care în cazul cel mai simplu se reduce la un simplu circuit acordat) care să lase să treacă doar frecvenţa de semnal, nu şi frecvenţa

imagine în caz contrar postul fiind recepționat de două ori pe scală. Se mai pot adăuga, la fel ca la radioreceptorul cu amplificare directă, în fața etajului schimbător de frecvență etaje amplificatoare de *RF* care contribuie la îmbunătățirea performanțelor radioreceptorului. Schema-bloc a unui radioreceptor cu schimbare de frecvență cu *MA* este prezentată în figura 11.1. În cazul în care radioreceptorul trebuie să recepționeze semnale *MF* se va

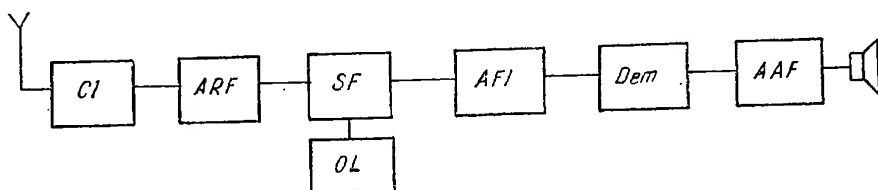


Fig. 11.1. Schema-bloc a unui radioreceptor *MA* cu schimbare de frecvență.

înlocui etajul demodulator *MA* cu un etaj limitator de amplitudine urmat de un etaj demodulator *MF*. Etajul limitator de amplitudine în acest caz are rolul atenuării modulației parazitare în amplitudine, care ar conturba buna funcționare a etajului demodulator *MF*.

Radioreceptoarele moderne trebuie să fie capabile să funcționeze atît pe gamele de *UL*, *UM* și *US* (în cadrul cărora stațiile de emisie utilizează *MA*) cît și în gama de *UUS* (în cadrul căreia stațiile de emisie utilizează de obicei *MF*). Din acest motiv ar fi necesare două radioreceptoare : unul pentru *MA* și unul pentru *MF*. Din motive de economie însă, schema-bloc a unui astfel de radioreceptor este ca în figura 11.2.

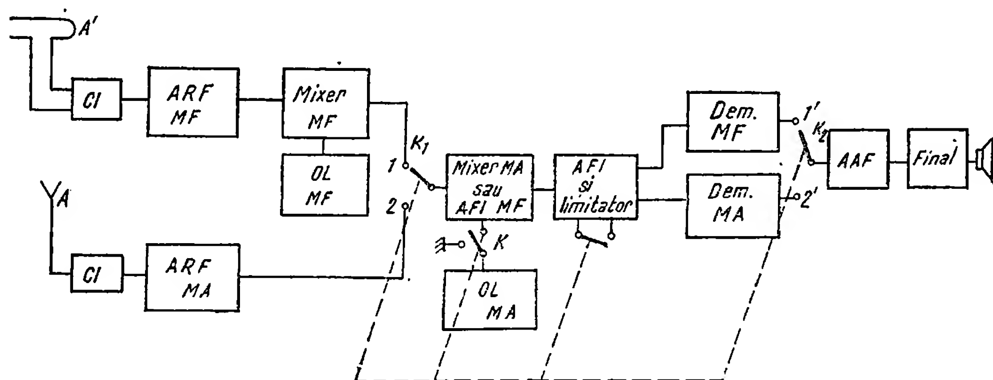


Fig. 11.2. Schema-bloc a unui radioreceptor combinat *MA*—*MF*.

Dacă radioreceptorul funcționează cu *MA*, recepția se face prin antena *A'* semnalul intră în circuitele de intrare *CI*—*MA* și apoi în amplificatorul de *RF*—*MA*, ajungînd la comutatorul K_1 care va fi comutat pe poziția *2*. Comutatorul *K* asigură deblocarea oscilatorului *OL*—*MA* și în consecință semnalul de *RF* își schimbă frecvența în etajul schimbător *MA*, după care este amplificat în etajul de *FI* și ajunge în detectorul *MA* (separarea se face prin filtre, deoarece frecvența intermediară *MA* este în jurul valorii de 455 kHz, iar frecvența intermediară *MF* este de 10,7 MHz).

Prin comutatorul K_2, plasat pe poziţia *2'*, semnalul demodulat ajunge în amplificatorul de *AF*, în etajul final şi de aici în difuzor.

În cazul funcţionării pe *MF* semnalul intră prin antena *A'* prin circuitele de intrare *CI—MF*, amplificatorul de *RF—MF* şi îşi schimbă frecvenţa în etajul mixer *MF*, obţinîndu-se frecvenţa intermediară *FI—MF*. Acest semnal ajunge prin comutatorul K_1 plasat în poziţia *1*, în etajul schimbător *MA* care, deoarece oscilatorul *MA* este blocat, funcţionează ca un etaj amplificator de *FI* şi apoi în etajele de *AFI*. Tot comutatorul *K* modifică schema ultimului etaj de *FI* astfel încît acesta devine limitator *MF*. Semnalul de *FI—MF* ajunge (datorită filtrelor) în etajul demodulator *MF*, de unde prin comutatorul K_2 plasat pe poziţia *1'* ajunge în amplificatorul de *AF* final şi apoi în difuzor. Dacă receptorul este de tipul stereo, el va avea un demodulator special stereo (v. cap. XII) şi etajele de *AF* vor fi dublate. În funcţionarea „mono" cele două canale de *AF* vor funcţiona în paralel. În funcţionarea „stereo", comandată prin acţionarea unui comutator, fiecare canal audio va fi comutat la o ieşire corespunzătoare a „demodulatorului stereo". Unele receptoare stereo dispun numai de canalele din *AF* urmînd ca demodulatorul stereo să fie anexat ulterior. Aceste receptoare pot funcţiona doar cu reproducătoare de surse de *AF* stereo (*PU* sau magnetofoane) ele fiind denumite în consecinţă impropriu „receptoare stereo".

B. RADIORECEPTORUL CU SIMPLĂ DETECŢIE

Cel mai simplu radioreceptor este radioreceptorul cu simplă detecţie, a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 11.3.

Din figura 11.3 se poate observa că energia necesară acţionării căştilor (sau difuzorului) este luată direct din antenă, fără a mai fi amplificată. În acest caz, pentru a obţine o putere cît mai mare la ieşire (în căşti) şi în con-

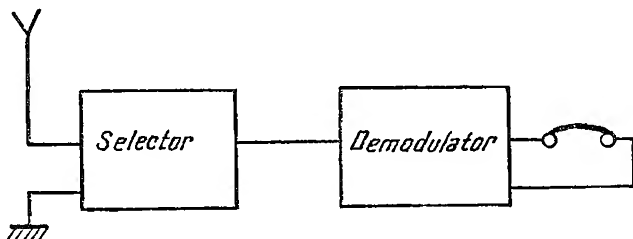


Fig. 11.3. Schema-bloc a unui radioreceptor cu simplă detecţie.

secinţă o bună sensibilitate, va trebui să se realizeze un transfer maxim de putere din antenă spre căşti. În vederea obţinerii unei selectivităţi bune, radioreceptorul cu simplă detecţie trebuie echipat cu un filtru de bandă cu performanţe corespunzătoare. O bună fidelitate depinde în mare măsură de traductorul electroacustic folosit (căşti).

Una din schemele de principiu posibile ale radioreceptorului cu simplă detecţie este arătată în figura 11.4. Condensatorul C_1 serveşte la blocarea

tensiunilor de rețea, în ipoteza în care antena ar face contact accidental cu faza rețelei. Acest condensator se alege între 5 și 50 nF, iar tensiunea de lucru se alege suficient de mare pentru a rezista la vîrfurile de tensiune accidentală ($U = 1\ 000$ V). În vederea transferului maxim de putere între antenă și circuitul acordat LC_v, care servește drept filtru de bandă se utilizează comutatorul K_1 cu ajutorul căruia se comută antena pe diverse prize ale bobinei L pînă la realizarea adaptării. Se realizează astfel egalizarea rezistenței interne a antenei cu cea reflectată de radioreceptor în circuitul de antenă. Cea de-a doua condiție a transferului maxim este satisfăcută implicit prin acordul circuitului pe frecvența f_0 a stației de emisie. Pentru asigurarea transferului maxim de putere între circuitul acordat LC_v și demodulatorul D se utilizează comutatorul K_2. Selectivitatea radioreceptorului depinde de factorul de calitate în sarcina Q_s a circuitului de acord și de valoarea frecvenței de acord f_0 a acestui circuit prin relația

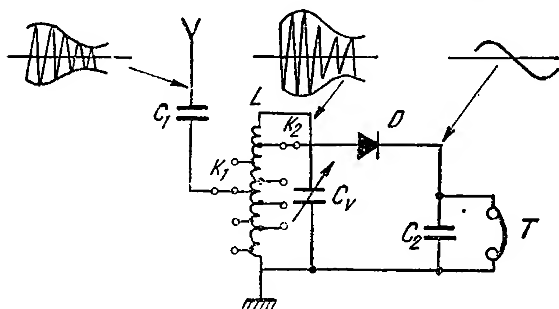


Fig. 11.4. Schema de principiu a unui radioreceptor cu simplă detecție.

$$B = \frac{f_0}{Q_s} \tag{11.6}$$

în care B este banda circuitului definită la 3 dB.

Pentru realizarea unui acord pe o gamă de frecvențe, condensatorul C_v este un condensator variabil. Dioda de detecție D este o diodă semiconductoare cu capacități proprii mici și cu un raport mare între rezistența în sens de conducție și rezistența inversă. Utilizarea unei diode cu capacități parazite mari sau cu raport redus între rezistența de conducție și rezistența inversă strică randamentul detecției. Condensatorul C_2 face parte, împreună cu rezistența în sens de conducție a diodei, dintr-un circuit integrator care servește la atenuarea frecvențelor radio la ieșirea demodulatorului. Practic, pentru căști cu o impedanță de 4 000 Ω acest condensator are o valoare între 1 și 5 nF. Ca traductor electroacustic se utilizează de obicei căști cu impedanță mare sau un difuzor cu paletă liberă cu impedanță de asemenea mare ($\sim$10 kΩ). Deoarece factorul de calitate în sarcină al circuitului de acord al radioreceptorului este redus ($Q \approx 4$ datorită adaptării), fidelitatea va fi condiționată aproape exclusiv de către traductorul electroacustic.

C. RADIORECEPTORUL CU AMPLIFICARE DIRECTĂ

Introducînd etaje de amplificare se trece de la radioreceptorul cu simplă detecție la radioreceptorul cu amplificare directă (fig. 11.5). Deoarece etajele amplificatoare pot amplifica atît semnalele provenite din antenă cît și semnalele de la ieșirea demodulatorului, schema-bloc a unui radioreceptor cu amplificare directă conține etaje de *RF*, precum și etaje amplificatoare de *AF*.

Această schemă-bloc poate fi notată prescurtat prin m-V-n, în care m este numărul de etaje amplificatoare de RF, V — etajul detector, iar n — numărul de etaje amplificatoare de AF.

În cazul radioreceptorului cu amplificare directă, amplificarea etajelor de RF va fi :

$$A_{RF} = \prod_{i=1}^{m} S_i Z_{ai} = \prod_{1}^{m} S_i \frac{Q_i}{C_{ri}\omega_0} \tag{11.7}$$

dar $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_v}}$ şi deci $A_{RF} = \prod_{1}^{m} \frac{S_i Q_i \sqrt{L_i C_{vi}}}{C_{vi}} = \prod_{1}^{m} S_i Q_i \sqrt{\frac{L_i}{C_{vi}}}$,

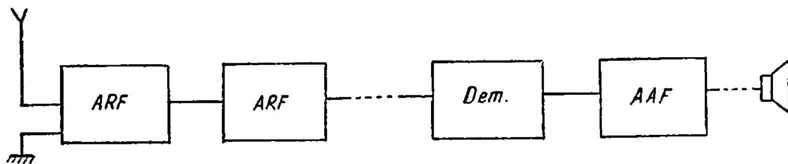


Fig. 11.5. Schema-bloc a unui radioreceptor cu amplificare directă.

în care S_i este panta etajului i de RF, Q_i — factorul de calitate al circuitului care echipează acest etaj şi L_i, C_{vi} — inductanţa, respectiv capacitatea variabilă a circuitului.

În cadrul unei game de undă toţi factorii sînt relativ constanţi în afara condensatorului C_v. Se observă că sensibilitatea variază în bandă fiind mai bună pentru un raport $\frac{C_v}{L}$ mai mic, deci la frecvenţele ridicate din gamă. Cum se utilizează acelaşi condensator variabil pentru toate gamele de undă, inductanţa L va fi mai mică pentru gamele de undă cu frecvenţe mai mari şi deci sensibilitatea va scădea mult pe gamele corespunzătoare acestor frecvenţe.

Nici selectivitatea nu se păstrează constantă în gamă în cazul radioreceptorului cu amplificare directă. Astfel, dacă se consideră un singur circuit de RF, banda B a acestui circuit va fi $B = \frac{f_0}{Q}$. Cum factorul de calitate Q este aproximativ constant în gamă, rezultă că banda de trecere creşte cu frecvenţa de lucru şi în consecinţă selectivitatea va scădea cu cît frecvenţa creşte. Se obţine astfel o selectivitate mult mai bună decît cea necesară la capătul inferior al gamei de UL (şi în consecinţă fidelitatea va fi redusă, fiind atenuate frecvenţele audio înalte), iar la capătul corespunzător frecvenţelor înalte din gama de UM (1 600 kHz) o selectivitate insuficientă (dar o fidelitate corespunzătoare). În cazul în care se consideră toate circuitele acordate ale radioreceptorului (n la număr), banda echivalentă de trecere B_t în ipoteza unor circuite acordate simple va fi dată de relaţia :

$$|1 + jB_T Q_M| = \prod_{i=1}^{n} |1 + jB_i Q_i| \tag{11.8}$$

sau

$$\sqrt{1 + B_T^2 Q_M^2} = \prod_{i=1}^{n} \sqrt{1 + B_i^2 Q_i^2},$$

de unde

$$B_T = \frac{\sqrt{\left(\prod_{1}^{n} 1 + B_i^2 Q_i^2\right)^2 - 1}}{Q_M} \tag{11.9}$$

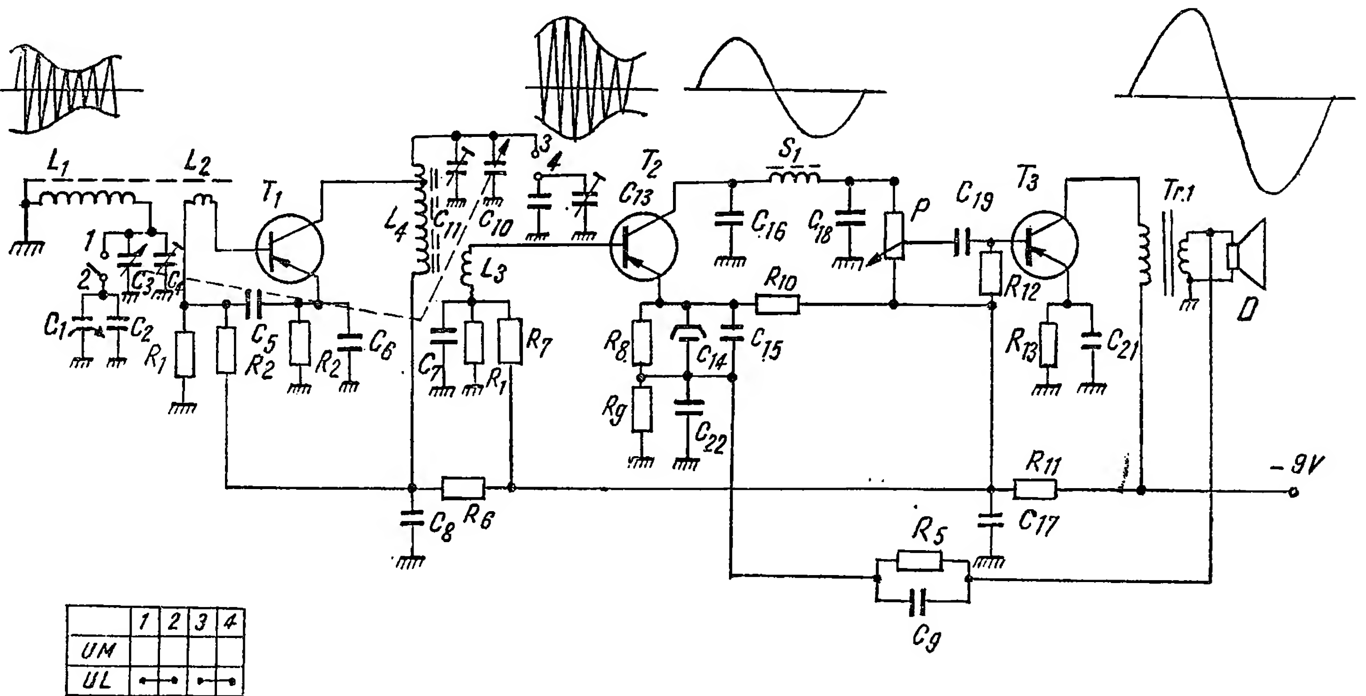


Fig. 11.6. Schema unui radioreceptor *1-V-1* complet tranzistorizat.

în care:

$$Q_M = \sqrt[n]{\prod_1^n Q_i}. \qquad (11.10)$$

Această relație arată că pe măsură ce numărul de circuite acordate crește, contribuția fiecăruia la îngustarea benzii scade (în aceste relații banda a fost definită la o neuniformitate de 3 dB).

Considerentele de mai sus sînt identice și pentru cazul etajelor de *RF* de la radioreceptorul cu schimbare de frecvență.

● **Scheme de radioreceptoare cu amplificare directă.** În figura 11.6 se prezintă una din variantele posibile ale schemei de principiu a unui radioreceptor cu amplificare directă, capabil să funcționeze pe gamele de *UL* și *UM*. Radioreceptorul este un *1-V-1* complet tranzistorizat.

Primul etaj, echipat cu tranzistorul T_1, este un etaj amplificator de *RF* cu emitorul comun. Circuitul acordat L_1 (C_3, C_4) (pe *UM*) servește drept filtru de bandă și totodată și de antenă, miezul magnetic al bobinei L_1 fiind o bară de ferită. În cazul în care radioreceptorul va funcționa cu o antenă exterioară, schema circuitului de intrare L_1 (C_3, C_4) se modifică conform cu figura 11.7. În această figură s-au păstrat notațiile pieselor din figura 11.6. În cazul utilizării unei antene exterioare bobinele L_1 (și respectiv L_2) nu mai trebuie așezate pe o bară de ferită.

Pentru realizarea acordului simultan al celor două circuite acordate, care alcătuiesc filtrul de bandă al acestui radioreceptor, condensatoarele variabile C_3 și C_{10} sînt montate pe un același ax și au aceleași valori maxime precum și aceeași variație a capacității cu unghiul de deschidere (cu rotația axului de acționare). Pentru a compensa capacitățile parazite s-au montat în paralel condensatoarele semiajustabile C_4 și respectiv C_{11} (condensatoare trimer). În acest mod se compensează erorile la capătul corespunzător frecvențelor ridicate din gama de *UM*. Condensatoarele C_1 și C_{13} au același rol în gama de *UL*. Compensarea erorilor la capătul corespunzător frecvențelor coborîte din gamă se face cu ajutorul miezurilor semivariabile ale bobinelor L_1 și respectiv L_4. Valoarea inductanțelor respective va varia în limite relativ înguste. Această operație de corectare a erorilor de acord poartă numele de alinierea circuitelor (sau acordul circuitelor) radioreceptorului. Trecerea pe gama de *UL* se face închizînd contactele *1* cu *2* și *3* cu *4*. În această gamă alinierea se face doar la capătul corespunzător frecvențelor ridicate, renunțîndu-se uneori din motive de economie la alinierea în două puncte (și la capătul corespunzător frecvențelor coborîte, la care erorile relative de capacitate ale condensatoarelor variabile sînt mai mici).

Deoarece radioreceptorul este echipat cu tranzistoare și acestea sînt amplificatoare de putere, este necesară realizarea adaptărilor de impedanță. Pentru

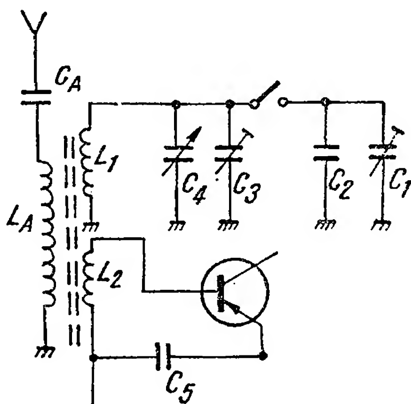


Fig. 11.7. Circuit de intrare cu cuplaj inductiv pentru radioreceptorul din figura 11.6.

evitarea apariției pe baza tranzistorului T_1 a mai multor posturi simultan, în special în cazul în care semnalele acestor posturi sînt puternice, se face un compromis între o selectivitate bună pentru primul circuit acordat L_1 (C_3, C_4) și o adaptare bună. Acest compromis evită de asemenea și intermodulația, fenomen care apare datorită conversiei pe baza tranzistorului T_1 din cauza neliniarității caracteristicii de bază ($i_B - u_B$). Grupul R_6 C_8 este un filtru trece-jos care are ca scop evitarea reacțiilor pe linia de alimentare. Se poate observa că în absența unui filtru curentul de colector al tranzistorului T_2 (care conține și componente de RF) va duce la apariția unor tensiuni pe rezistența internă a sursei de alimentare, care se vor aplica pe baza tranzistorului T_1, conducînd astfel la apariția unei reacții. Dacă produsul $A\beta$ (amplificare-reacție) este suficient de mare, montajul poate deveni instabil (poate autooscila).

Etajul demodulator este de tip cu detecție pe colector. În cazul radioreceptoarelor cu amplificare directă se utilizează fie acest tip de demodulator, fie demodulatorul cu diodă, deoarece aceste două tipuri de etaje detectoare MA funcționează corect la semnale mari. În această schemă s-a preferat utilizarea detectorului MA cu detecție pe colector față de cel cu diodă, deoarece prezintă o amplificare în AF și de asemenea amortizează mai puțin circuitul acordat din față L_4 (C_{10}, C_{11}) ceea ce conduce la îmbunătățirea selectivității.

Circuitele R_{11}, C_{17}, C_9, R_5 au același rol ca și circuitul C_8 R_6.

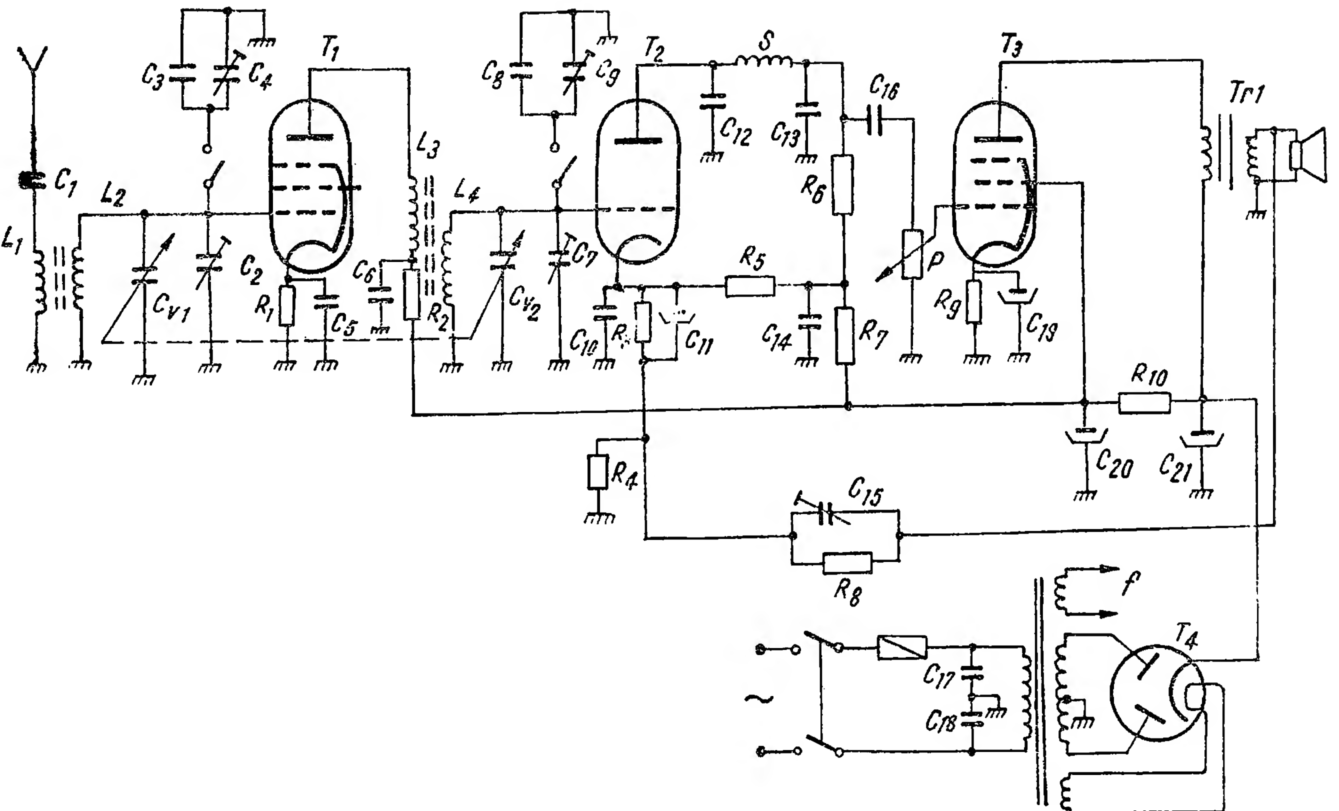
Etajul final de AF, care lucrează în clasa A, este dotat, pentru îmbunătățirea coeficientului de distorsiuni de neliniaritate, cu o reacție negativă selectivă globală $R_5C_9R_9$ (v. fig. 11.6).

În figura 11.8 se prezintă schema unui radioreceptor similar cu cel prezentat în figura 11.6, însă echipat cu tuburi electronice. Față de schemele cu tranzistoare apar diferențe datorită particularităților de funcționare a tuburilor față de tranzistoare. Astfel, nu mai este necesară adaptarea de putere, tuburile avînd impedanțe de intrare foarte mari. De asemenea, nu mai sînt necesare circuitele de stabilizare termică. În schimb, alimentarea se complică, fiind necesare tensiuni anodice ridicate (150—300 V) și tensiuni pentru încălzirea filamentelor. Condensatoarele C_{17} și C_{18} au două roluri, și anume : punerea șasiului radioreceptorului la masă pentru componentele de RF, formînd astfel circuitul de antenă (deschis) și înlăturarea modulației cu zgomot de rețea datorită cuplării șasiului cu rețeaua. În cazul existenței unei bune prize de pămînt condensatoarele C_{17} și C_{18} pot lipsi, rolul lor fiind preluat de priza de pămînt.

D. RADIORECEPTORUL REFLEX

Se știe că un etaj de amplificare amplifică tensiunile păstrîndu-le forma dacă etajul nu introduce distorsiuni de neliniaritate sau nu conține filtre care să reducă spectrul semnalului. În consecință, un etaj poate amplifica simultan atît în RF cît și în AF, singura dificultate care apare fiind separarea ulterioară a semnalelor. Se știe că amplificarea dată de un etaj este $A = SZ_s$ în care S este panta tubului și Z_s impedanța de sarcină. Dacă tubul va dispune de două impedanțe de sarcină conectate în serie, atunci:

$$A = S(Z_{s_1} + Z_{s_2}), \tag{11.11}$$



	1	2	3	4
UM				
UL	├─	─●	├─	─●

Fig. 11,8. Schema unui radioreceptor 1-V-1 cu tuburi electronice.

în care Z_{s_1} poate fi însă astfel făcută încît să fie neglijabil de mică la frecvențele în care Z_{s_2} are o valoare importantă și de asemenea Z_{s_2} poate fi astfel construită ca să fie neglijabilă la frecvențele la care Z_{s_1} are o valoare importantă. Se obține astfel separarea căilor de frecvență. Radioreceptorul construit pe baza acestui principiu poartă numele de „radioreceptor reflex". Schema-bloc a unui radioreceptor cu amplificare directă reflex este dată în figura 11.9. Se observă că etajul *RF* este utilizat și pentru amplificarea de *AF*. Și radioreceptoarele cu schimbare de frecvență pot utiliza montajul „reflex". În acest caz etajul „reflex" amplifică atît frecvența intermediară cît și audiofrecvența.

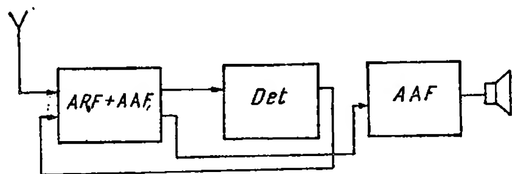


Fig. 11.9. Schema-bloc a unui radioreceptor cu amplificare directă reflex.

În figura 11.10 se prezintă una din variantele posibile ale schemei de principiu a etajului „reflex". Semnalul de *RF* captat din antenă ajunge în circuitul acordat L_2 $(C_{v1} \| C_{T1} + C_2)$ datorită cuplajului inductiv între bobinele L_1 și L_2. Deoarece $C_2 \gg C_{v1} \| C_{T1}$ capătul de jos al bobinei L_2 este punct rece (la masă) pentru semnalul de *RF*. Semnalul de *AF* este adus de la etajul demodulator prin grupul C_{10} și *P* tot în punctul de jos al bobinei L_2, care pentru semnalul de *AF* este punct cald, deoarece :

$$\frac{1}{2\pi f_{A max} C_2} \gg R_5 \| P, \tag{11.12}$$

unde $f_{A max}$ este frecvența maximă audio.

Relația de mai sus arată că la frecvențele din banda audio (f_A) condensatorul C_2 prezintă o reactanță foarte mare, deci nu scurtcircuitează semnalul.

Un rol similar condensatorului C_2 îl are condensatorul C_6 a cărui valoare trebuie să satisfacă relația $C_6 \gg (C_{v2} \| C_{T2})$ și de asemenea dacă se presupune

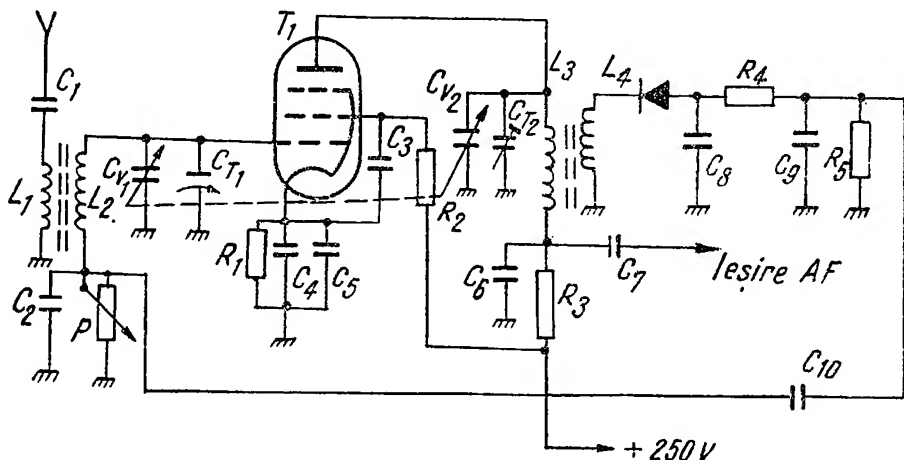


Fig. 11.10. Schema de principiu a unui etaj reflex echipat cu tuburi.

că rezistența de grilă a etajului următor amplificator de AF cu care este cuplat etajul reflex este mult mai mare ca R_3, atunci :

$$\frac{1}{2\pi f_{A\,max} C_6} \gg R_3. \tag{11.13}$$

Se observă că cele două inegalități nu pot fi satisfăcute decît dacă există o diferență suficient de mare între $f_{A\,max}$ și frecvența minimă de RF, ceea ce pentru etajul de față se satisface implicit.

Se mai observă că amplificarea obținută cu un etaj reflex este mai redusă decît amplificarea obținută cu două etaje amplificatoare obișnuite, unul pentru RF și unul pentru AF. Acest lucru se explică datorită faptului că existența filtrelor conectate în serie face ca impedanțele de sarcină obținute pentru fiecare bandă de frecvențe în parte să fie mai mici.

De asemenea, existența rezistenței R_3 (care este destul de mare, de circa 100 kΩ) face ca tensiunea de alimentare a anodului tubului T_1 să fie mai redusă, ceea ce schimbă punctul de funcționare față de cel optim pentru amplificarea de RF, reduce panta și deci și amplificarea.

Un alt dezavantaj al montajului reflex este datorat neliniarităților introduse de elementul amplificator care, în cazul semnalelor puternice, produc o demodulare a semnalului de RF ce este amplificată în AF și apare la difuzor. În consecință, există pericolul ca posturile puternice să dea semnal la ieșire, indiferent de poziția cursorului potențiometrului de volum P. De asemenea, datorită întoarcerii semnalului, montajul reflex poate deveni instabil dacă filtrele de separare a căilor nu sînt corect executate. În figura 11.11 se prezintă un etaj reflex echipat cu tranzistoare. Montajul reflex se utilizează totuși în radioreceptoarele cu performanțe mai reduse datorită avantajelor economice pe care le prezintă.

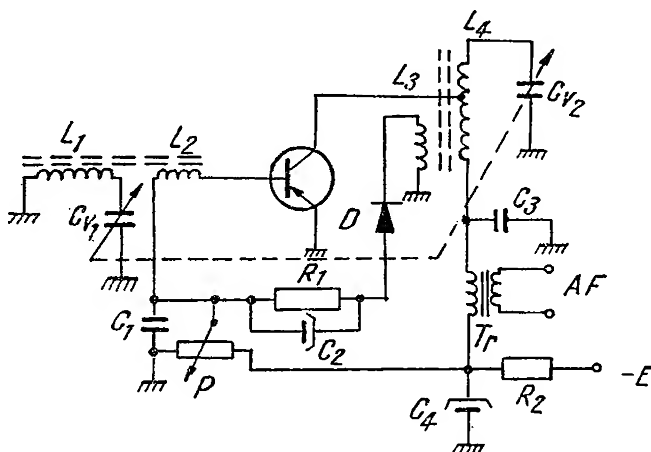


Fig. 11.11. Schema de principiu a unui etaj reflex echipat cu tranzistoare.

Se observă că prin utilizarea reacţiei pozitive sensibilitatea şi selectivitatea radioreceptorului pot creşte foarte mult. În principiu, în cazul reacţiei pozitive aplicate unui etaj o parte din energia de la ieşire este întoarsă din nou la intrarea etajului în fază cu semnalul aplicat la intrare. Schema-bloc a unui etaj cu reacţie este prezentată în figura 11.12. Dacă se defineşte amplificarea etajului de amplificare ca fiind $A = \frac{U_2}{U'}$ şi factorul de reacţie ca fiind $\beta = \frac{U_r}{U_2}$, atunci amplificarea cu reacţie A' va fi:

$$A' = \frac{1}{1 - A\beta} = \frac{U_2}{U_1}. \qquad (11.14)$$

Fig. 11.12. Schema-bloc a unui etaj cu reacţie.

Dacă semnalul U_r este în antifază cu U atunci:

$$U_1 = U' + U_r \text{ şi deci } A' = \frac{A}{1 + A\beta} \qquad (11.15)$$

În cazul reacţiei pozitive se observă că pe măsură ce A tinde către 1, A' tinde către infinit. O amplificare infinită apare atunci cînd există semnal la ieşire, fără ca la intrare să se aplice vreun semnal, adică atunci cînd apar autooscilaţii în etaj.

În general atît A cît şi β sînt numere complexe $(A = SZ = S(R + jX)$:

$$A\beta = |A\beta|\, e^{j\varphi(A\beta)} \qquad (11.16)$$

unde

$$\varphi(A\beta) = \text{arc tg} \frac{\text{Im}(A\beta)}{\text{Re}(A\beta)} \qquad (11.17)$$

şi deci condiţiile de autooscilaţie devin:

$$\text{Re}[A\beta] = 1$$
$$\text{Im}[A\beta] = 0 \qquad (11.18)$$

sau, ţinînd seamă de relaţiile (11.16), relaţiile (11.18) devin:

$$|A\beta| = 1 \qquad (11.19)$$
$$\varphi(A\beta) = 0 + 2K\pi,$$

unde $K = 0, 1, 2 \ldots n$.

Explicaţia fizică a creşterii amplificării este că o parte a semnalului de la ieşire este trecut din nou prin amplificator şi amplificat. Dacă semnalul este trecut de n ori prin amplificator etajul va da la ieşire un semnal de nA ori mai mare decît cel aplicat (în ipoteza unei reacţii totale şi a unor nivele mici de semnal). Pentru $n \to \infty$ se observă că montajul întră în oscilaţie.

Ceea ce limitează amplificarea semnalului în apropierea pragului de autooscilație este pe de o parte timpul de trecere al semnalului prin etajul amplificator (diferit de zero), timp care conduce la defazări și deci la reducerea amplificării, iar pe de alta faptul că la o anumită valoare a tensiunii de ieșire elementul amplificator devine neliniar și limitează semnalul și deci și amplificarea.

Dacă o parte din energia semnalului de la ieșire este adusă la intrare în fază, factorul de calitate al circuitului acordat pe frecvența semnalului va crește, deoarece energia disipată în rezistența ohmică a circuitului acordat va fi compensată de energia adusă prin reacție. Atunci cînd montajul autooscilează, pierderile sînt compensate integral, rezistența ohmică echivalentă fiind nulă. Se poate spune în consecință că reacția pozitivă introduce la intrare o rezistență negativă care depinde de factorul de reacție. Creșterea în continuare a factorului de reacție conduce la micșorarea rezistenței negative introduse, etajul ieșind din oscilație. Aceasta se datorește defazărilor suplimentare introduse. Datorită reacției pozitive la intrarea etajului apare și o reactanță care dezacordă circuitul L_2C_v (fig. 11.13).

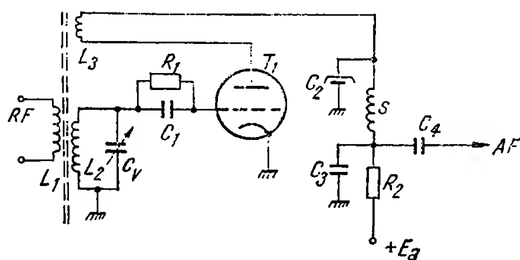


Fig. 11.13. Schema de principiu a unui etaj demodulator cu reacție, echipat cu tuburi.

● **Etaje demodulatoare cu reacție.** Utilizînd proprietățile reacției pozitive se poate realiza un etaj demodulator care să aibă o amplificare mare în *RF* și de asemenea o bună selectivitate. Pentru aceasta se va utiliza un demodulator pe caracteristică de grilă (pentru o mai bună sensibilitate). Etajul (fig. 11.3) funcționează astfel: semnalul modulat de *RF* este aplicat bobinei L_1 și prin cuplaj inductiv ajunge în circuitul de grilă L_2C_v, acordat pe frecvența purtătoare a semnalului. Semnalul este detectat de detectorul serie format din spațiul grilă-catod al tubului T_1 și grupul de detecție C_1R_1. Între grilă și catod apar toate componentele rezultate în urma detecției : componenta continuă, care negativează grila mutînd punctul de funcționare spre clasă *C*, componentele de *AF* și componentele de *RF*.

Reacția pozitivă are loc numai la frecvența radio, deoarece bobina L_3 prezintă o reactanță neglijabilă la frecvențe coborîte și în consecință la bornele ei vor apărea căderi de tensiune numai pentru frecvențele radio. Tensiunile de *RF* cu frecvența egală cu cea a semnalului sînt induse prin cuplaj mutual din bobina L_3 în L_2, în fază cu tensiunile de semnal, printr-o conectare judicioasă a capetelor bobinelor L_3. Se produce o reacție pozitivă și crește factorul de calitate al circuitului acordat L_2C_v. Datorită reacției pozitive tensiunile de *RF* modulate la bornele circuitului acordat $L_2\,C_v$ cresc (tensiunea la bornele capacității unui circuit acordat este de Q ori mai mare decît tensiunea indusă prin cuplaj mutual în inductanță). Creșterea tensiunii de *RF* modulate duce la creșterea tensiunilor de *AF* de la ieșirea detectorului (deci între grila de comandă și masă). Tensiunile de *AF* aplicate pe grilă sînt amplificate de tubul T_1 și apar la bornele rezistenței de sarcină R_2, condensatorul C_3 asigurînd ca la frecvențele radio sarcina tubului T_1 să

fie doar bobina L_3. Pentru componentele de AF condensatorul are o capacitate suficient de redusă, astfel că nu șuntează sarcina R_2.

Dacă semnalul modulat de RF este mare, atunci etajul nu trebuie să aibă un factor de amplificare mare pentru ca să se ajungă în domeniul de limitare. Practic, se observă în acest caz că dacă se crește factorul de reacție (prin apropierea bobinei L_3 de bobina L_2 spre exemplu) nivelul semnalului audio în difuzor se limitează înainte de intrarea în oscilație a etajului demodulator cu reacție. Intrarea în oscilație este marcată printr-un fluierat de interferență (datorită bătăilor dintre frecvența semnalului și frecvența proprie de autooscilație), printr-o pocnitură sau prin reducerea nivelului semnalului audio la ieșire (datorită reducerii amplificării prin intrarea în oscilație).

Dacă semnalul are nivel mare el va tîrî (va sincroniza) frecvența autooscilațiilor, astfel că nu vor mai apărea fluierături. Sincronizarea apare în special atunci cînd tubul lucrează într-o regiune neliniară a caracteristicii. Amplificarea semnalului este mult mai mică dacă etajul este în oscilație, deoarece panta tubului scade ca urmare a mutării punctului de funcționare în clasa C datorită oscilațiilor proprii de RF. Dacă nivelul semnalului de RF este foarte redus, factorul de amplificare a etajului va fi foarte mare pentru ca semnalul la ieșirea etajului demodulator să intre în limitare, putînd ajunge la $10^4 \ldots 10^5$ în apropierea pragului de intrare în oscilație. Pentru frecvențe egale cu frecvența de acord a circuitului acordat L_2C_v, și nivel mic de semnal, selectivitatea este foarte bună în apropierea pragului de amorsare.

În absența reacției, factorul de calitate al circuitului acordat este relativ redus datorită amortizării introduse de detector (rezistența paralel de amortizare R_a a circuitului acordat L_2C_v va fi dată de relația $R_a = \dfrac{R_1}{2\eta}$, în care este randamentul etajului detector $\eta = \dfrac{r_i}{r_i + R_1}$ și r_i este rezistența în sens de conducție a spațiului grilă-catod).

În consecință, în absența reacției, posturile care induc un semnal puternic vor fi recepționate pe o bună parte din gamă. Pe măsură ce se crește factorul de reacție, selectivitatea se îmbunătățește. Pentru nivel mare de semnal selectivitatea este însă mai redusă. Dacă acordul pe semnalul puternic este corect făcut, intrarea în oscilație a etajului se petrece la un nivel mult mai mare al reacției decît s-ar petrece în absența semnalului (sau în cazul unui semnal slab). Aceasta se explică prin faptul că pentru a apărea autooscilații trebuie ca nivelul tensiunii de RF introduse prin reacție în circuitul de grilă să depășească nivelul semnalului. Dacă se recepționează un semnal slab, a cărui frecvență purtătoare se află în apropierea frecvenței purtătoare a unui semnal puternic, semnalul puternic se va auzi suprapus peste semnalul slab chiar și atunci cînd reacția este aproape de pragul de autooscilație. Din aceste motive se prevăd pentru radioreceptoarele cu reacție fie etaje de RF, fie circuite de rejecție pentru semnalele posturilor locale. Etajele de RF, plasate înaintea etajului demodulator cu reacție, mai prezintă și avantajul că evită radiația semnalelor de RF din etajul demodulator cu reacție în antenă în ipoteza autooscilațiilor.

Variația amplificării dată de etajul demodulator cu reacție este prezentată în figura 11.14. Se observă că în apropierea pragului de autooscilație

amplificarea crește foarte rapid. În consecință, în apropierea acestui prag amplificarea este foarte instabilă, depinzînd foarte mult de variația parametrilor etajului demodulator. În afara pragului de autooscilație, semnalul în grila etajului demodulator este mic (în ipoteza unui semnal aplicat cu nivel redus) și în consecință punctul de funcționare M al tubului este plasat în apropierea cotului superior al caracteristicii (fig. 11.15). În momentul în care etajul intră în oscilație tensiunea de RF în grilă crește foarte rapid, ceea ce mută rapid punctul de funcționare spre clasă C în M', condensatorul de detecție C_1 încărcîndu-se la această valoare a tensiunii de negativare. Funcționarea tubului în clasă C duce la modificarea rezistenței lui interne, a pantei și a celorlalți parametri (respectiv a capacităților dinamice parazite). Din aceste motive intrarea ș iieșirea din autooscilație nu se fac la același prag (la același β) apărînd un fenomen de histerezis, așa cum se observă din figura 11.16. Acest fenomen de histerezis poate fi mult micșorat dacă se iau precauțiuni ca tubul amplificator să fie cît mai slab cuplat cu circuitele acordate de semnal pentru ca variația parametrilor tubului (în special a capacităților dinamice și a rezistenței de amortizare) să influențeze puțin circuitul acordat L_2 C_v. Acest lucru este în general posibil doar atunci cînd tubul are o pantă mare.

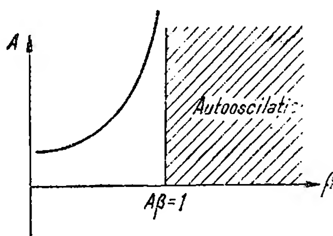


Fig. 11.14. Caracteristica amplificare-reacție a unui etaj cu reacție pozitivă.

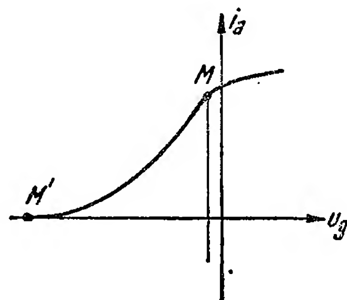


Fig. 11.15. Caracteristica $i_a - u_g$ a unui tub electronic.

Etajele demodulatoare cu reacție pot fi construite fie utilizînd schema cu detecție de grilă serie, fie schema paralel, fie utilizînd oricare din schemele de oscilatoare. Pentru o bună funcționare în gamele de US sau UUS se vor utiliza schemele de oscilatoare de tip Colpitts sau Hartley, care funcționează mai bine în aceste game de undă.

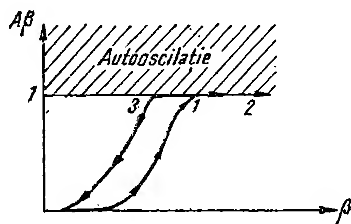


Fig. 11.16. Caracteristica de histerezis a unui etaj demodulator cu reacție.

În figura 11.17 se prezintă schema unui demodulator cu reacție cu tranzistoare. Dacă se compară această schemă cu schema radioreceptorului cu amplificare directă de tip reflex prezentată în figura 11.11 se observă că la acea schemă s-a adăugat doar cuplajul (capacitiv și prin inducție mutuală) pentru realizarea reacției. Se poate spune că reacția acționează asupra valorii amplificării în RF, semnalul amplificat mult de reacție fiind apoi detectat și amplificat în AF. În cazul schemelor echipate cu tuburi (v. fig. 11.10) tubul servește atît ca amplificator de RF cu reacție, cît și ca detector MA și preamplificator de AF. În schema din figura 11.11 tranzistorul servește doar ca amplificator de RF cu reacție și preamplificator de AF, detecția MA efectuîndu-se cu dioda D.

Utilizarea reacției pozitive permite în consecință realizarea unei amplificări mari chiar și în gama de *US* sau *UUS*. În gama de *UUS*, în afara posturilor cu *MA* există și posturi cu *MF*. Fără a avea pretenția la o recepție de calitate, semnalele *MF* pot fi demodulate și de etajul demodulator cu reacție în ipoteza în care circuitul de acord al etajului se dezacordă puțin față de frecvența purtătoare a semnalului (fig. 11.18). În acest mod se realizează transformarea *MF* în modulație mixtă *MA*—*MF*, urmînd ca demodulatorul să demoduleze numai modulația de amplitudine.

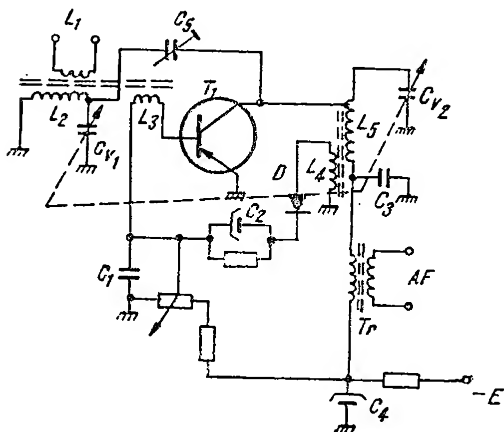


Fig. 11.17. Schema de principiu a unui etaj demodulator cu reacție reflex echipat cu tranzistoare.

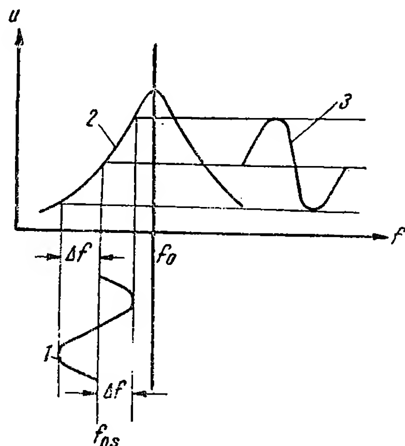


Fig. 11.18. Caracteristica de selectivitate a etajului demodulator cu reacție și reprezentarea demodulării de frecvență.

● **Scheme de radioreceptoare cu reacție.** Schema-bloc a unui radioreceptor cu reacție va diferi de schema-bloc a unui radioreceptor cu amplificare directă prin aceea că în locul etajului demodulator obișnuit va fi introdus un etaj demodulator cu reacție. Dacă radioreceptorul trebuie să lucreze și în gama de *US* de obicei se va include fie un singur etaj de *RF*, fie nici unul. Datorită particularităților etajului demodulator cu reacție, radioreceptorul cu reacție prezintă o serie de caracteristici proprii, expuse în cele ce urmează :

— Radioreceptorul cu reacție poate lucra în orice gamă de undă.

— Pentru realizarea acordului pe postul dorit se utilizează simultan două butoane, și anume butonul de acționare a condensatorului variabil din circuitele de acord ale semnalului și butonul de reglaj al nivelului reacției. În absența reacției nu vor apărea pe scală decît semnalele posturilor puternice, semnalele posturilor slabe fiind puse în evidență doar în apropierea pragului de intrare în autooscilație a etajului demodulator. În cazul majorității schemelor de etaje demodulatoare cu reacție, acordul circuitului pe frecvența semnalului este influențat destul de mult de nivelul de reacție din cauza reactanțelor care apar datorită reacției, în paralel cu circuitul de semnal. Din această cauză, acordul trebuie recorectat odată cu nivelul de reacție (în special în gama de *US* și *UUS*). Din aceste motive acordul devine greoi.

— În apropierea pragului de autooscilație radioreceptorul este instabil, tinzînd fie spre intrarea în oscilație (și ieșirea nu se mai face de obicei la

dispariţia cauzelor care au produs intrarea în oscilaţie datorită efectului de histerezis), fie spre reducerea nivelului de reacţie (deci reducerea nivelului de ieşire). Acest lucru conduce la necesitatea reglajului şi supravegherii permanente.

— În absenţa etajelor de *RF*, de cîte ori apar autooscilaţii în etajul demodulator cu reacţie, radioreceptorul devine un emiţător şi conturbă buna funcţionare a posturilor de radiorecepţie învecinate. Din acest motiv utilizarea etajului de *RF* este obligatorie, chiar dacă în gama de *US* amplificarea lui este redusă.

— Radioreceptorul cu reacţie poate recepţiona atît posturi cu *MA* cît şi posturi cu *MF*.

— Selectivitatea radioreceptorului depinde aproape exclusiv de nivelul de reacţie. În apropierea pragului de autooscilaţie selectivitatea este mai bună decît cea necesară. Se reduce astfel fidelitatea în cazul semnalelor *MA* sau apar distorsiuni de neliniaritate în cazul semnalelor *MF*.

Schema unui radioreceptor cu reacţie echipat cu tranzistoare este prezentată în figura 11.19. Radioreceptorul funcţionează numai în gama *UM*.

Schema dispune de un etaj de *RF* cu emitor comun, un demodulator cu reacţie cu detecţie pe bază şi un etaj final.

Reglajul pragului de reacţie se face prin intermediul condensatorului variabil C_{10}, iar reglajul nivelului de volum se face prin intermediul potenţiometrului *P*. O deosebire însemnată în funcţionarea etajului demodulator cu reacţie prezentat în figura 11.19 faţă de schemele echivalente se datoreşte faptului că mutarea punctului de funcţionare din clasa B_1 (de la cotul superior al caracteristicii $i_C - u_B$), înspre clasa *C* se face prin schimbarea potenţialului emitor-masă şi nu prin schimbarea potenţialului bază-masă. Aceasta se datoreşte divizorului R_7R_5, care stabilizează potenţialul bazei şi

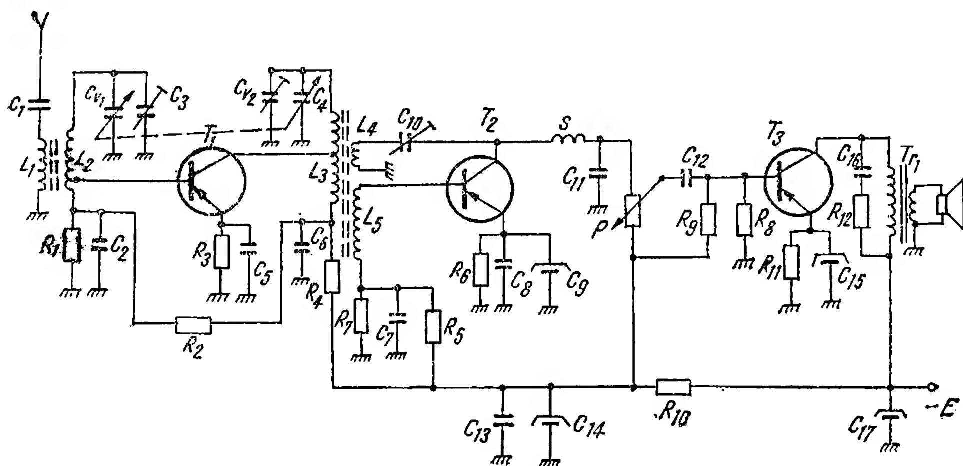


Fig. 11.19. Schema unui radioreceptor cu reacţie echipat cu tranzistoare.

serveşte la stabilizarea termică a etajului. Pentru ca circuitul să permită variaţii rapide ale potenţialului emitor-masă, valoarea condensatorului C_9 nu poate fi prea mare, ceea ce face să intervină o oarecare reacţie negativă în etajul demodulator pentru amplificarea frecvenţelor audio. Filtrele de decu-

plare ale liniei de alimentare C_6R_4 şi $C_{13} \| C_{14}$ R_{10} au în cazul radioreceptorului cu reacţie o importanţă mult mai mare decît în cazul radioreceptorului cu amplificare directă datorită factorului mare de amplificare în *RF* a etajului prevăzut cu reacţia pozitivă. Eliminarea acestor filtre sau valori necorespunzătoare ale elementelor duce la apariţia unor reacţii parazite care deranjează buna funcţionare a radioreceptorului.

Radioreceptorul prezentat în figura 11.19 poate funcţiona şi fără etajul de *RF*. În acest caz însă trebuie adăugate în circuitul de antenă circuite de selecţie (circuite acordate serie de obicei) pentru atenuarea semnalelor posturilor locale.

F. RADIORECEPTORUL CU SUPERREACŢIE

Principala deficienţă a radioreceptoarelor cu reacţie era faptul că nivelul reacţiei nu putea fi reglat foarte aproape de limita de autooscilaţie, limită la care amplificarea era maximă, din motive de instabilitate. Această dificultate poate fi ocolită dacă, spre exemplu, nivelul de reacţie este variat continuu în mod periodic de un număr foarte mare de ori pe secundă în mod automat. Dacă frecvenţa de variaţie a nivelului reacţiei este supraaudibilă ($>$ 20 kHz) recepţia semnalului nu va fi conturbată de această frecvenţă care, nefiind în spectrul *AF*, nu se aude. Atîta timp cît nivelul reacţiei este redus, în radioreceptor nu se aude nimic (în ipoteza unui semnal cu nivel redus). La creşterea nivelului de reacţie începe să apară semnal la ieşire cu nivel din ce în ce mai mare, iar în momentul în care nivelul reacţiei este în pragul de autooscilaţie, nivelul semnalului la ieşire este maxim. Creşterea reacţiei în continuare duce la intrarea etajului în autooscilaţie, iar nivelul semnalului la ieşire se reduce considerabil. Se observă în consecinţă că la o frecvenţă ridicată de variaţie a nivelului de reacţie la ieşire se va auzi semnalul în anumite intervale de timp scurte şi foarte dese, iar între aceste intervale vor fi intervale în care nu se va auzi nimic. Datorită circuitelor de mediere de la ieşirea demodulatorului semnalul recepţionat va apărea continuu, fără a avea pauze. Pe acest principiu se bazează demodulatorul cu superreacţie. Deoarece prin mijloace mecanice nu poate fi variat nivelul reacţiei cu o frecvenţă supraaudibilă comod, se utilizează sisteme electronice. Pentru a varia nivelul reacţiei se variază amplificarea etajului cu reacţie şi în consecinţă $A\beta$. Acest lucru se poate realiza fie prin varierea tensiunii de polarizare a grilei de comandă, ceea ce duce la alt punct de funcţionare şi deci la altă pantă, fie prin varierea tensiunii de ecran, ceea ce are ca efect tot schimbarea punctului de funcţionare. Dacă tubul utilizat este triodă, se poate obţine acelaşi efect prin varierea tensiunii anodice. În cazul tranzistoarelor se variază de obicei tensiunea de polarizare a bazei. Pentru a varia aceste tensiuni cu o frecvenţă supraaudibilă se utilizează un oscilator local de frecvenţă supraaudibilă. În consecinţă, schema-bloc a unui etaj demodulator cu superreacţie este compusă

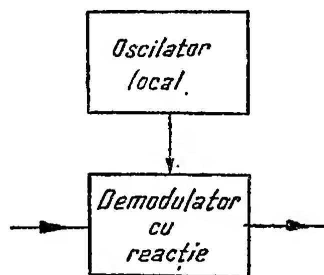


Fig. 11.20. Schema-bloc a unui etaj demodulator cu superreacţie.

dintr-un demodulator cu reacţie şi un oscilator local de frecvenţă supraaudibilă (fig. 11.20).

● **Etaje demodulatoare cu superreacţie.** În figura 11.21 se prezintă schema de principiu a unui etaj demodulator cu superreacţie realizată conform schemei-bloc din figura 11.20. Tubul T_2 funcţionează ca demodulator cu reacţie în montaj oscilator cu cuplaj mutual. Reglajul nivelului de reacţie se realizează variind tensiunea anodică a tubului T_1 prin intermediul potenţiometrului P. Prin schimbarea tensiunii anodice, punctul de funcţionare al tubului T_1 se mută, ceea ce corespunde la un alt factor de amplificare μ şi în consecinţă amplificarea etajului $A = \frac{\mu Z}{R_1 + Z}$ se modifică. Modificarea amplificării duce la modificarea factorului $A\beta$ şi a amplificării cu reacţie A'. Prin modificarea lui A' se poate aduce etajul în autooscilaţie şi în consecinţă variaţia tensiunii anodice modifică implicit şi nivelul reacţiei. Potenţiometrul P este absolut necesar şi în schema demodulatorului cu superreacţie, deoarece pragul de intrare în autooscilaţie a etajului trebuie astfel reglat ca etajul să intre în autooscilaţie pentru un interval foarte scurt de timp, iar nivelul reacţiei să depăşească cu foarte puţin nivelul corespunzător intrării în autooscilaţie. În cazul în care acest nivel este mult depăşit, etajul va da naştere la oscilaţii forţate aproape continuu, ceea ce duce la apariţia distorsiunilor de neliniaritate, la fluierături de interferenţă sau la alte zgomote supărătoare. Dacă nivelul reacţiei nu ar depinde relativ mult de frecvenţa de acord din gama de undă, potenţiometrul de reglaj al nivelului de reacţie nu ar mai fi necesar, valoarea reacţiei fiind prereglată iniţial.

Tubul T_2 serveşte drept oscilator local pe o frecvenţă supraaudibilă. Etajul funcţionează după o schemă cu cuplaj mutual, iar tensiunea de frecvenţă supraaudibilă este injectată prin inducţie mutuală din bobina L_4 în L_3. Această tensiune, apărînd la bornele bobinei L_3, apare în serie cu tensiunea anodică a lui T_1. În consecinţă, tensiunea anodică a tubului T_1 va fi variată în ritmul frecvenţei oscilatorului local. Filtrul trece-jos L_3C_4

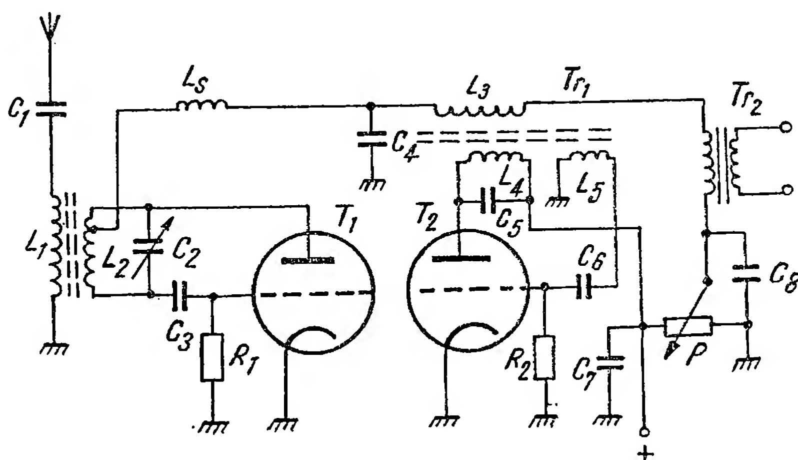


Fig. 11.21. Schema de principiu a unui etaj demodulator cu superreacţie cu oscilator de blocare separat.

face ca semnalele de RF sau tensiunile de RF rezultate datorită autooscilației etajului demodulator cu reacție să nu conturbe buna funcționare a etajului oscilator local, valoarea capacității C_4 fiind suficient de redusă astfel că la frecvența oscilatorului local influența ei să poată fi neglijată. Sarcina de AF a etajului demodulator cu superreacție din figura 11.21 este transformatorul Tr_2. S-a utilizat un transformator cu scopul ca tensiunea anodică a tubului T_1 să fie maximă posibilă, ceea ce permite obținerea unui factor de amplificare μ mai ridicat, deci a unor condiții mai bune de lucru al etajului. Condensatorul C_8 servește ca decuplare, formînd un filtru trece-jos împreună cu rezistența potențiometrului P.

Funcționarea etajului demodulator cu superreacție poate fi explicată astfel : dacă se consideră că nivelul tensiunii de blocare U_B este relativ mic astfel ca variația nivelului reacției datorită lui U_B să aibă loc în limite înguste, iar nivelul mediu al reacției este astfel reglat încît la vîrful tensiunii U_B reacția să fie în prag de autooscilație, se poate spune că etajul demodulator cu superreacție lucrează în regim liniar. În acest caz, intrarea în autooscilație va fi generată de către tensiunile de zgomot de la intrare sau de către semnal. La aplicarea unei tensiuni de semnal, nivelul de reacție va crește (deoarece crește valoarea instantanee de vîrf a tensiunii anodice și este ca și cum ar crește U_B aplicat), ceea ce face ca etajul demodulator cu superreacție să intre mai mult în oscilație (cu un nivel mai mare de reacție și un timp mai îndelungat). În consecință, amplitudinea semnalelor de RF din anodul tubului va crește (fig. 11.22). După demodulare se va obține un semnal de AF proporțional cu valoarea medie a amplitudinilor pozitive ale semnalului de RF, în consecință pentru $f_B \ll \frac{f_0}{10}$ chiar semnalul de AF. Se observă că semnalul duce la mărirea amplitudinilor autooscilațiilor proprii

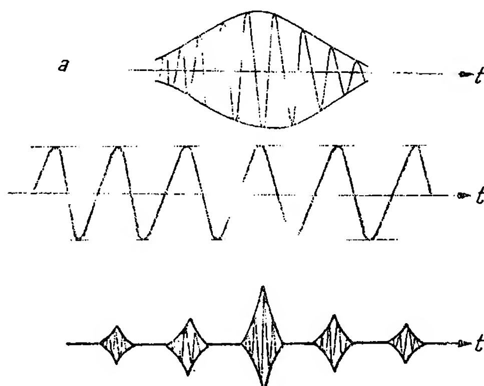


Fig. 11.22. Formele de undă în cazul etajului demodulator cu superreacție în regim liniar :

a – tensiunea de semnal aplicată la intrare (RF) ; *b* – tensiunea de blocaj ; *c* – impulsurile de RF ale demodulatorului.

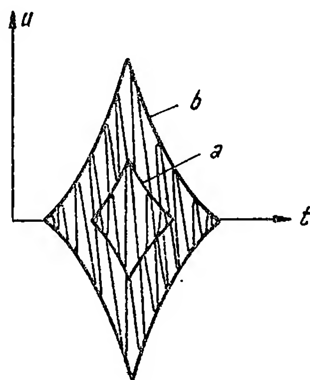


Fig. 11.23. Formele impulsului de RF la un etaj demodulator cu superreacție în regim liniar :

a – cu nivel de semnal aplicat redus ; *b* – cu nivel de semnal mare.

ale etajului demodulator cu superreacție, precum și la mărirea duratei de timp a acestor impulsuri de RF. Mărirea duratei are loc atît prin apariția autooscilațiilor mai devreme, cît și prin stingerea lor mai tîrzie, așa precum se observă în figura 11.23. Dacă tensiunea U_B este foarte mare, nivelul

pragului de autooscilație va fi mult depășit, autooscilațiile limitîndu-se datorită caracteristicii neliniare a tubului. În acest caz amplitudinea autooscilațiilor va fi aproximativ aceeași, indiferent de nivelul semnalului, acesta din urmă modificînd doar durata impulsurilor de *RF* ale etajului. Acest regim de funcționare poartă numele de ***regim logaritmic***. În acest caz componenta de *AF* se obține printr-o demodulare în durată. Pentru demodularea în durată se face o detecție urmată de o mediere în timp (fig. 11.24).

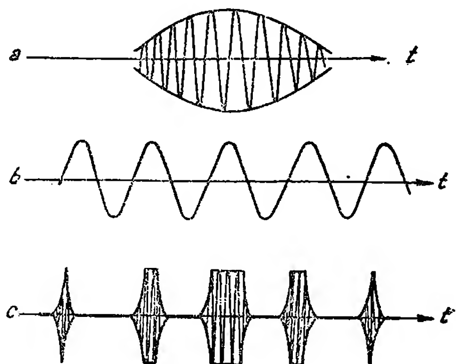


Fig. 11.24. Formele de undă în cazul etajului demodulator cu superreacție în regim logaritmic :

– tensiunea de semnal aplicat la intrare (*RF*); *b* – tensiunea de blocaj; *c* – impulsurile de *RF* ale demodulatorului.

Medierea se face prin intermediul filtrului trece-jos L_3C_4 și a transformatorului *Tr*. Tensiunea de *AF* apare în anodul tubului demodulator suprapusă peste tensiunea de *RF*.

Ca urmare a aplicării pe un element neliniar (detectorul) a două tensiuni de frecvențe diferite apare fenomenul de heterodinare (bătăi) și ca rezultat curba de selectivitate a etajului demodulator cu superreacție va prezenta un număr mare de maxime, ca în figura 11.25. Maximele sînt distanțate simetric față de frecvența de acord f_0 a circuitului la un multiplu al frecvenței oscilatorului local f_b. Acest efect este mai pronunțat dacă tensiunea U_B este nesinusoidală sau dacă tubul lucrează într-un regim neliniar (în regim logaritmic spre exemplu). Din acest motiv este util ca frecvența f_b să fie cît mai mare. În acest fel maximele secundare vor fi foarte puțin pronunțate, deoarece curba punctată reprezintă înfășurătoarea curbei de selectivitate și totodată curba de selectivitate a circuitului de semnal în absența oscilatorului local. Între frecvența radio f_0 și frecvența oscilației locale f_b trebuie să existe relația $f_0 \gg 10\ f_b$. De asemenea, se cere ca frecvențele radio f_0 și f_b să fie incomensurabile. Din aceste condiții rezultă că pentru a putea alege o frecvență f_b suficient de ridicată ca să nu apară

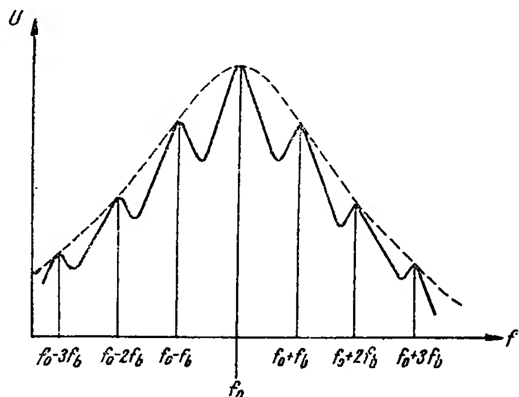


Fig. 11.25. Caracteristica de acord a unui etaj demodulator cu superreacție.

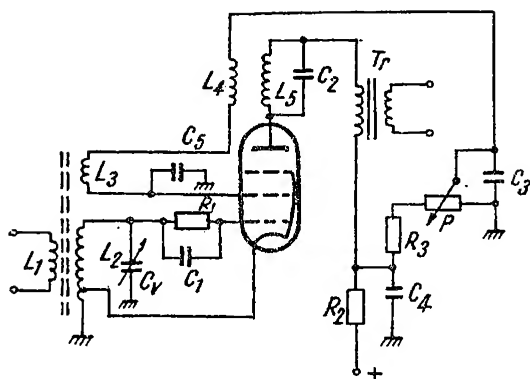


Fig. 11.26. Schema de principiu a unui etaj demodulator cu superreacţie. Oscilatorul de blocare este realizat utilizînd acelaşi tub.

un post de mai multe ori pe scală (în cazul demodulării semnalelor *MF* $f_b \gg 2\ \Delta f$, unde Δf este deviaţia de frecvenţă a semnalului) este absolut necesar ca etajul să lucreze la frecvenţe radio foarte ridicate, adică în *US* sau *UUS*. În aceste game (în special în *UUS*) etajul demodulator cu superreacţie funcţionează foarte bine, avînd o amplificare (pentru semnale mici) de ordinul a $10^5 \ldots 10^6$ (comparabilă cu nivelul zgomotului de fond din circuitul de intrare).

Schema de principiu a etajului demodulator cu superreacţie poate fi simplificată dacă se ţine seamă de faptul că un tub poate amplifica simultan mai multe frecvenţe. Schema unui astfel de etaj demodulator cu superreacţie este prezentată în figura 11.26.

Etajul demodulator cu reacţie este de tip ECHO cu cuplaj electronic. Oscilaţia locală se realizează utilizîndu-se proprietăţile de amplificare ale ecranului (reacţie prin cuplaj mutual între bobinele L_4 şi L_5 între ecran şi anod). Semnalul oscilaţiei locale este injectat în grila de comandă prin intermediul cuplajului mutual între bobinele L_3 şi L_2. Condensatorul C_5 pune ecranul tubului la masă pentru tensiunile de *RF*. Nivelul reacţiei este variat cu ajutorul potenţiometrului *P*. Un asemenea etaj, deoarece lucrează la frecvenţe radio ridicate şi catodul tubului este un punct cald, trebuie neapărat să dispună de filtre pe linia de alimentare a filamentelor. Grupul C_4R_2 serveşte ca filtru de decuplare pe linia de alimentare.

Schema etajului demodulator cu superreacţie poate fi şi mai mult simplificată dacă drept tensiuni ale oscilatorului local se utilizează tensiunile rezultate prin autoblocarea etajului demodulator cu reacţie. În acest caz schema unui etaj demodulator cu superreacţie cu autoblocare nu diferă de schema unui etaj demodulator cu reacţie decît prin valoarea mult mărită a constantei de timp a grupului de detecţie din grilă (fig. 11.27)

$$\left(\tau_g = C_1 R_1 \gg \frac{1}{f_0}\right).$$

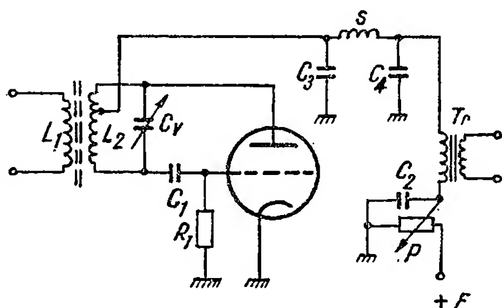


Fig. 11.27. Schema de principiu a unui etaj demodulator cu superreacţie cu autoblocare.

Funcţionarea acestui etaj este următoarea: în momentul în care apar oscilaţiile de *RF*, datorită detecţiei pe grila tubului, condensatorul C_1 se încarcă cu o tensiune negativă, care tinde să blocheze tubul. Dacă constanta

de timp a circuitului C_1R_1este foarte mare, atunci această tensiune negativă cu care este încărcat condensatorul C_1 nu va putea scădea suficient de repede (în timpul unei perioade a semnalului de *RF*), ceea ce duce la ieșirea tubului din autooscilație. După ce condensatorul s-a descărcat, punctul de funcționare revine înspre $U_g = 0$, punct în care panta tubului este maximă și în consecință tubul reintră în oscilație. Frecvența oscilației autoblocate depinde de constanta de timp $C_1R_1 = \tau_g$ și este dată de relația $f_b = \frac{K}{R_1C_1}$ valoarea constantei K depinzînd de schema de detecție. Pentru o detecție serie $K = 1 \ldots 2$, iar pentru o detecție paralel, în care rezistența de grilă se leagă la linia de alimentare anodică, $K = 0{,}1 \ldots 0{,}15$. Legarea rezistenței R_1 nu la masă, ci la linia de alimentare duce la o intrare mai rapidă în oscilație (datorită pantei mai mari în punctul inițial de funcționare). Frecvența oscilațiilor autoblocate mai depinde și de nivelul semnalului. Astfel, frecvența oscilațiilor autoblocate crește cu nivelul semnalului, dar amplitudinea acestor oscilații rămîne constantă. Demodularea în acest caz este deci o demodulare de frecvență. Datorită detecției de grilă semnalul de *RF* în grilă va fi axat pe $U_g = 0$, așa precum se arată în figura 11.28.

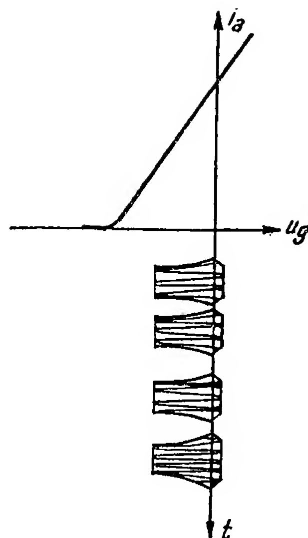


Fig. 11.28. Forma semnalului în grila unui etaj demodulator cu superreacție autoblocat. S-a figurat și caracteristica $i_a - u_g$.

● **Scheme de radioreceptoare cu superreacție.** Schema-bloc a unui radioreceptor cu superreacție nu diferă de schema-bloc a unui radioreceptor cu reacție sau amplificare directă decît prin faptul că utilizează în locul unui etaj demodulator cu reacție un etaj demodulator cu superreacție. Și la acest radioreceptor, ca și la radioreceptorul cu reacție, pentru o bună funcționare sînt necesare filtre eficace de decuplare a liniilor de alimentare (anodică și de filament), cu atît mai mult, cu cît acest tip de radioreceptor lucrează la frecvențe mai ridicate.

De asemenea și radioreceptorul cu superreacție poate demodula semnalele cu *MF* dacă se decalează frecvența purtătoare a semnalului față de frecvența de acord a circuitelor radioreceptorului (v. fig. 11.18). Datorită benzii mari necesare (300 kHz) semnalele cu *MF* au frecvența de acord în banda de *UUS*. Din aceste motive posturile în gama de *UUS* nu pot fi recepționate bine decît dacă sînt în raza orizontului vizibil.

În unele cazuri, foarte rare, apare ceea ce se numește o *propagare prin difuzie troposferică*, în care caz se pot recepționa cu nivel foarte redus semnale în gama de *UUS* și la distanțe mult mai mari. Datorită simplității de construcție se realizează fie adaptoare pentru gama de *UUS* (respectiv un etaj de *RF* și un etaj demodulator cu superreacție, etajele de *AF* fiind luate din radioreceptorul la care se cuplează adaptorul), fie chiar radioreceptoare speciale pentru gama de *UUS* cu superreacție. Schema completă a unui astfel de adaptor de *UUS* este dată în figura 11.29. Tubul T_1 este conectat într-un montaj cascodă ca amplificator de *RF*. Acest montaj are amplificare

suficient de ridicată și zgomot de fond redus deoarece utilizează triode. Prima triodă are catodul la masă, iar drept rezistență de sarcină are impedanța grilă-catod a celei de-a doua triode $\left(Z_{S1}=\frac{1}{S}\right)$. Din cauza faptului că impedanța de sarcină a primului tub este foarte mică, amplificarea în ten-

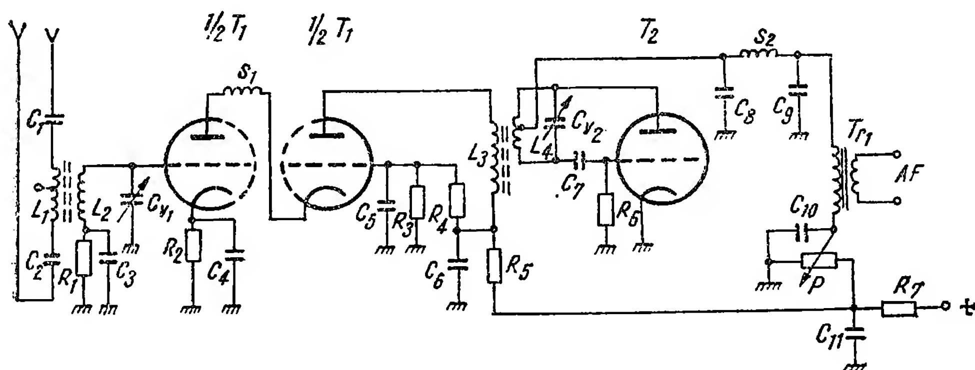


Fig. 11.29. Schema completă a unui adaptor pentru gama de *UUS*.

siune a acestui tub este aproape unitară, ceea ce înlătură posibilitatea ca etajul să oscileze : $A'_{T1} = S_1 Z_{S1} = S_1 \frac{1}{S_2} \approx 1$.

Al doilea tub are grila la masă, deci autooscilațiile sînt evitate. Amplificarea totală a etajului va fi :

$$A = S_1 Z_{S1} S_2 Z_{T2} = \frac{S_1}{S_2} S_2 Z_{T2} = S_1 Z_{T2},$$

echivalentă deci cu amplificarea unei pentode. Etajul demodulator cu superreacție este realizat după o schemă de oscilator Hartley cu autoblocare. Pentru a mări amplificarea totală a adaptatorului, etajul demodulator cu superreacție are drept sarcină un transformator ridicător de tensiune. Potențiometrul P servește pentru reglajul corect al nivelului de reacție la diverse frecvențe din gamă. Circuitele C_6R_5, PC_{10} și R_7C_{11} servesc ca filtre de decuplare a liniei de alimentare. Datorită faptului că unul din catozii tubului T_1 este punct cald, este necesară introducerea unor filtre și pe linia de alimentare a filamentelor. Tensiunile de alimentare ale adaptorului sînt luate de obicei tot de la radioreceptorul la care se cuplează adaptorul.

G. RADIORECEPTORUL CU SCHIMBARE DE FRECVENȚĂ

La proiectarea circuitelor de intrare, a etajelor de *RF* și a etajului schimbător de frecvență pentru o schemă de radioreceptor cu schimbare de frecvență se cere obținerea performanțelor maxime posibile și totodată cît mai

constante în gama de lucru. La alegerea tipului de circuit de intrare şi a tipului de amplificator de *RF* trebuie ţinut seamă de următoarele considerente :

— *Obţinerea unei sensibilităţi cît mai mari şi cît mai constante în gamă.* La obţinerea acestui parametru mai contribuie şi curba de aliniere, deoarece erorile de aliniere reduc sensibilitatea.

— *Obţinerea unei selectivităţi pentru rejectarea frecvenţei imagine şi intermediare.*

— *Obţinerea unei benzi de trecere suficiente pentru ca semnalul să treacă nedeformat.*

— *Obţinerea unui raport semnal/zgomot bun.* Raportul semnal/zgomot va fi mai redus la nivele de semnal mai mici, deci acest raport interesează pentru sensibilitatea maximă a radioreceptorului. Dacă raportul *semnal/zgomot* este sub 6 dB, în general semnalul devine neinteligibil, fiind acoperit de zgomot.

Concluzie Din cele expuse mai sus rezultă că în alegerea unei curbe de aliniere trebuie să se ţină seamă nu numai de obţinerea unor erori de aliniere minime, ci şi de uniformizarea sensibilităţii în gamă şi de obţinerea unei atenuări corespunzătoare a frecvenţelor imagine (frecvenţa intermediară fiind fixă, poate fi rejectată cu circuite separate cu acord fix).

1. ALINIEREA CIRCUITELOR DE INTRARE, DE *RF* ŞI ALE OSCILATORULUI LOCAL

a. Criterii de aliniere

Un radioreceptor cu schimbare de frecvenţă are o sensibilitate puţin variabilă de la o gamă de undă la alta sau în interiorul unei game de undă. De asemenea, selectivitatea şi fidelitatea radioreceptorului depind relativ puţin de frecvenţa purtătoare a semnalului recepţionat. Prin introducerea unor filtre de bandă în etajele de *FI*, mai uşor de construit şi reglat, deoarece au frecvenţa de lucru fixă, se poate obţine o caracteristică de selectivitate foarte aproape de caracteristica ideală.

Radioreceptorul cu schimbare de frecvenţă prezintă însă şi unele inconveniente. Astfel, pentru obţinerea frecvenţei intermediare, acordul circuitelor de intrare şi din *ARF* trebuie acţionat simultan cu cel al circuitului acordat al oscilatorului local care asigură obţinerea frecvenţei f_h. Această acţionare simultană trebuie efectuată în asemenea mod încît să satisfacă relaţiile (11.3) sau (11.4), după cum radioreceptorul este de tip supradină sau infradină. Se presupune ca radioreceptorul are ca element de comandă a frecvenţei circuitelor acordate un condensator variabil cu mai multe pachete egale şi simetrice (la fel ca şi în cazul radioreceptorului cu amplificare directă). În acest caz, dacă modul de lucru este supradină, gama de frecvenţă pe care o poate acoperi condensatorul variabil va fi pentru circuitul de intrare (sau pentru circuitele acordate de *RF*)

$$\frac{f^2_{S\,max}}{f^2_{S\,min}} = \frac{C_{v\,max} + C_T}{C_{v\,min} + C_T} = K^2_S \qquad (11.20)$$

unde

$f_{S\,max}$ este frecvenţa maximă din gamă;
$f_{S\,min}$ — frecvenţă minimă;
$C_{v\,max}$ şi respectiv $C_{v\,min}$ — cele două valori extreme ale capacităţii condensatorului variabil;
C_T — capacitatea condensircuitul paralel (trimer).

Aplicarea aceleiaşi relaţii pentru circuitul oscilatorului local va fi:

$$\frac{(f_{S\,max}+f_i)^2}{(f_{S\,min}+f_i)^2}=\left(\frac{\frac{f_{S\,max}}{f_{S\,min}}+\frac{f_i}{f_{S\,min}}}{1+\frac{f_i}{f_{S\,min}}}\right)=K_h^2. \qquad (11.21)$$

Notînd $\frac{f_i}{f_{S\,min}}=x$ şi ţinînd seamă şi de ecuaţia (11.20) se obţine:

$$K_h=\frac{K_s+x}{1+x} \qquad (11.22)$$

unde:

$$K_s=\frac{f_{Smax}}{f_{S\,min}}\gg 1. \qquad (11.23)$$

În consecinţă, dacă $x\ll 1$, $K_h\cong K_s$ şi se pot utiliza condensatoare variabile egale şi la circuitele acordate pe semnal, şi la circuitul oscilatorului local. Pentru $x\ll 1$ se obţine:

$$\frac{f_i}{f_{S\,min}}\ll 1 \text{ sau } f_i\ll f_{S\,min}. \qquad (11.24)$$

Dacă $x\geqslant 1$, $K_h<K_s$. La apropierea frecvenţei intermediare de frecvenţa semnalului, circuitul oscilatorului local va necesita o gamă mai redusă decît circuitele de intrare sau *RF*. Dacă se ţine seamă că frecvenţa variază cu inversul rădăcinii capacităţii şi că se cere ca diferenţa între f_h şi f_s să fie constantă, rezultă că şi legea de variaţie a condensatorului variabil al circuitului oscilatorului local trebuie să fie diferită în acest caz de legea de variaţie a condensatorului variabil al circuitului de intrare sau de *RF*. Dacă radioreceptorul este construit să funcţioneze pe o singură gamă de undă, el se echipează de obicei cu un condensator variabil care are pachetul oscilator mai mic, construit special astfel ca să satisfacă relaţiile de mai sus. În cazul în care radioreceptorul poate funcţiona pe mai multe game de undă,

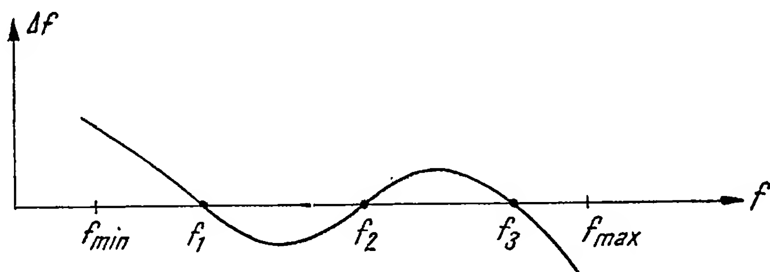


Fig. 11.30. Curba de aliniere (de pader) a unui radioreceptor cu schimbare de frecvenţă.

el este de obicei echipat cu un condensator variabil cu pachete egale și simetrice. Pe gamele de undă pentru care $x \geqslant 1$ se utilizează un condensator în serie (numit pader sau pading) în circuitul de acord al oscilatorului local cu ajutorul căruia se micșorează gama de lucru a oscilatorului. În acest caz însă relația (11.3) este satisfăcută exact doar la maximum 3 frecvențe numite *puncte de aliniere*. Pentru restul frecvențelor relația (11.3) nu este satisfăcută exact, apărînd erori de aliniere. Curba erorilor de aliniere în funcție de frecvență poartă numele de *curbă de aliniere* sau *curbă de pader*. Un exemplu de curbă de aliniere este prezentat în figura 11.30. Frecvențele f_1, f_2 și f_3 sînt frecvențele corespunzătoare punctelor de aliniere exactă.

b. Alinierea circuitelor de intrare și de *RF*

Dacă se utilizează circuite acordate simple pentru fiecare etaj de *RF*, numărul maxim n al acestor circuite va fi $n = N + 1$, unde N este numărul etajelor de *RF*. Se pot construi și etaje de *RF* aperiodice (adică fără circuite acordate pe frecvența purtătoare a semnalului, avînd o bandă de trecere egală cu gama de unde). În acest ultim caz însă amplificarea obținută este mult redusă. De asemenea se înrăutățesc și celelalte performanțe ale radioreceptorului (selectivitate, raport *semnal/zgomot* etc.). Din acest motiv un radioreceptor cu N etaje de *RF* trebuie să dispună de un condensator variabil cu $n = N + 1$ secțiuni egale, fiecare secțiune avînd aceeași curbă de variație (de aliniere) a capacității $C = C(\theta)$ cu unghiul de rotire a axului condensatorului. Dacă se consideră o gamă de undă definită în frecvențele de capăt f_{max} și f_{min} oricare circuit acordat trebuie să satisfacă relația

$$K_S^2 = \frac{f_{max}^2}{f_{min}^2} = \frac{C_{v\,max} + C_T + C_p}{C_{v\,min} + C_T + C_p}; \qquad (11.25)$$

unde C_p reprezintă suma capacităților parazite din circuit.

Din această relație se poate deduce, cunoscînd pe K_s, C_v și C_p, valoarea condensatorului trimer C_T care asigură acoperirea gamei. În general se alege o valoare a condensatorului C_T mai redusă pentru a se asigura o bună acoperire a gamei. Pentru a vedea pentru care valori ale lui C_v condensatorul C_T are influență maximă asupra acordului, se consideră relația lui Thomson :

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}. \qquad (11.26)$$

În cazul circuitelor acordate, cu condensator variabil, la variația frecvenței corespunde variația capacității și se obține deci prin diferențierea relației (11.26) :

$$2\,\omega\, d\omega = -\frac{1}{LC^2}\,dC = -\,\omega^2\,\frac{dC}{C} \text{ sau}$$

$$2\,\frac{d\omega}{\omega} = -\,\frac{dC}{C}. \qquad (11.27)$$

Semnul minus indică variaţia inversă a rapoartelor. Se observă în consecinţă că variaţia relativă a frecvenţei este proporţională cu variaţia relativă a capacităţii. Dacă se consideră că C_v este fix şi se variază C_T se observă că $\frac{dC}{C}$ va fi maxim pentru $C_v = C_{v\,min}$, deoarece $dC \cong \Delta C_T$, iar $C = C_v + C_p + C_T$. În consecinţă, alinierea circuitelor de *RF* sau a circuitelor de intrare se va face acţionînd asupra valorii inductanţelor de acord pentru frecvenţele de la capătul inferior al gamei de undă şi asupra condensatorului trimer pentru frecvenţele de la capătul superior al gamei de undă.

c. Alinierea circuitelor oscilatorului local

După alinierea circuitului de intrare şi a circuitului de *RF* se va obţine o anumită variaţie a cîştigului realizat de aceste circuite (sau etaje) în gama de lucru.

Caracteristica de frecvenţă a cîştigului va depinde de tipurile de circuite utilizate. Pentru punctele de aliniere se va obţine o sensibilitate maximă a radioreceptorului. Între aceste puncte, datorită erorilor de aliniere a circuitului oscilatorului local, sensibilitatea în gamă va scădea cu atît mai mult, cu cît erorile respective vor fi mai mari. Dacă se vor alege frecvenţele de aliniere exactă a oscilatorului astfel încît erorile de aliniere să fie minime, curba de variaţie a cîştigului radioreceptorului în gamă va avea ca înfăşurătoare curba de variaţie a cîştigului circuitului de intrare şi a circuitelor de *RF* (v. fig. 11.36).

În general însă este de dorit să se uniformizeze variaţia cîştigului în gamă. În acest scop punctele de aliniere se vor alege astfel încît să se obţină această uniformizare. Acest mod de lucru este mai indicat deoarece erorile de aliniere ale circuitului oscilatorului local duc la o reducere mai puţin importantă a sensibilităţii la frecvenţele ridicate decît la frecvenţele coborîte din gamă, atenuarea fiind dată de relaţia :

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{1 + j\,\beta Q}, \text{ iar } = \frac{2\,\Delta f}{f_0},$$

şi în general cîştigul circuitelor de *RF* şi al circuitului de intrare este mai mare la frecvenţele ridicate din gamă.

Erorile mari de aliniere la frecvenţele ridicate din gamă pot însă conduce la reducerea atenuării frecvenţei imagine în această regiune a gamei de undă. Se poate observa că în general punctele de aliniere se aleg cu urmare a realizării unui compromis între realizarea unei sensibilităţi cît mai constante în gamă, realizarea unei atenuări cît mai mari a frecvenţelor imagine şi intermediară, realizarea unei caracteristici de selectivitate cît mai simetrică etc. Realizarea acestui compromis nu duce totdeauna la erori minime de aliniere.

În cazul unei proiectări îngrijite, diferenţele între frecvenţele punctelor de aliniere corespunzătoare erorilor minime de aliniere şi frecvenţele de aliniere corespunzătoare performanţelor optime ale radioreceptorului sînt relativ mici. Pe de altă parte, calculul frecvenţelor de aliniere este mult mai simplu dacă se consideră cazul erorilor minime de aliniere. Din aceste considerente se va analiza numai acest caz.

● **Alinierea în două puncte.** Dacă gama de lucru este mică $\frac{f_{max}}{f_{min}} = 1\ldots2$, sau dacă banda circuitelor de intrare și a etajelor de *RF* este suficient de largă, se poate renunța la o aliniere în 3 puncte pentru o aliniere în 2 puncte de acord. Dacă alinierea se face în 2 puncte și dacă se caută obținerea unor erori minime de aliniere și egale, curba erorilor de aliniere este ca în figura 11.31.

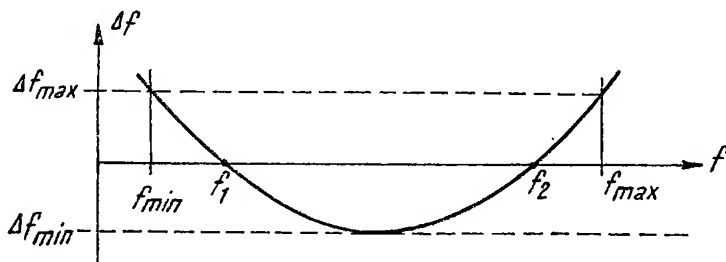


Fig. 11.31. Curba de aliniere cu erori minime și egale în cazul alinierii în două puncte.

Curba de aliniere este o parabolă și dacă f_1 și f_2 sînt frecvențele de aliniere exactă, ele au expresiile :

$$f_1 = \frac{f_{max}+f_{min}}{2} - \sqrt{2}\left[\frac{f_{max}+f_{min}}{2} - f_{min}\right]$$

$$f_2 = \frac{f_{max}+f_{min}}{2} + \sqrt{2}\left[\frac{f_{max}+f_{min}}{2} - f_{min}\right]. \qquad (11.28)$$

Dacă condensatorul variabil are pachetele egale, pentru realizarea a două puncte de aliniere se cer două elemente semivariabile prin intermediul cărora să se realizeze alinierea. Schema de principiu a circuitelor

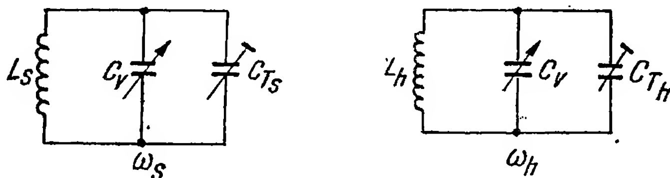


Fig. 11.32. Circuitul de intrare (ω_s) și circuitul oscilator (ω) ale unui radioreceptor în cazul alinierii cu trimer în două puncte.

acordate (de intrare sau *RF* și a oscilatorului local)va fi ca în figura 11.32. Cele două elemente semivariabile vor fi L și C_T. Circuitul de semnal trebuie să asigure încadrarea în gamă.

În consecință :

$$K_s^2 = \frac{f_{max}^2}{f_{min}^2} = \frac{C_{v\,max} + C_{TS}}{C_{vmin} + C_{TS}}, \qquad (11.29)$$

de unde se deduce:

$$C_{T_S} = \frac{C_{v\,max} - K_s^2 C_{v\,min}}{K_s - 1}, \tag{11.30}$$

iar inductanţa L_s trebuie să satisfacă condiţia:

$$L_s[\mu H] = \frac{25\,330}{f_{min\,[MHz]}^2 (C_{v\,max} + C_{T_S})_{[pF]}} \tag{11.31}$$

Ţinînd seamă de relaţiile (11.28) şi de faptul că $f_s = f_h - f_i$ rezultă pentru circuitul oscilator:

$$L_h = L_3 \frac{f_1^2 \cdot f_2^2}{f_{h_1}^2 \cdot f_{h_2}^2} \cdot \frac{f_{h_1} + f_{h_2}}{f_1 + f_2} \tag{11.32}$$

şi

$$C_{T_h} = \frac{1}{f_{h_2}^2 - f_{h_1}^3} \left[\frac{f_{h_1}^2}{A} - \frac{f_{h_2}^2}{B} \right], \tag{11.33}$$

în care:

$$A = \frac{4\pi^2 f_1^2 L_s}{1 - 4\pi^2 f_1^2 L C_{T_S}} \tag{11.34}$$

şi

$$B = \frac{4\pi^2 f_2^2 L}{1 - 4\pi^2 f_2^2 L C_{T_S}}, \tag{11.35}$$

$$f_{h_1} = f_1 + f_i \quad \text{şi} \quad f_{h_2} = f_2 + f_i. \tag{11.36}$$

În aceste relaţii valoarea capacităţilor parazite ale montajului a fost considerată şi înglobată în C_{T_s} şi respectiv C_{T_h}. Din acest motiv valorile reale ale acestor condensatoare semiajustabile vor fi mai mici (respectiv $C_{T_{real}} = C_T - C_p$). Relaţiile (11.29), (11.31), (11.32...11.35) rămîn aceleaşi şi dacă frecvenţele f_1 şi f_2, respectiv f_{h1}, f_{h2} nu respectă relaţiile (11.28). Relaţiile de mai sus indică modul de lucru supradină. Dacă se utilizează modul de lucru infradină, se va inversa circuitul oscilator cu cel de semnal în calcule. Se observă că în acest caz gama maximă ce va putea fi acoperită va fi mai redusă.

O aliniere în două puncte mai poate fi realizată prin utilizarea unui condensator semiajustabil montat în serie (pading sau pader) cu condensatorul variabil din circuitul oscilatorului local. Schemele de principiu ale circuitelor de acord în acest caz sînt prezentate în figura 11.33. Pentru

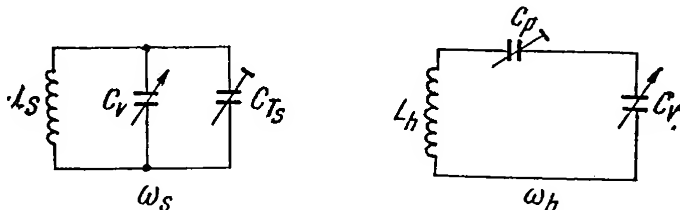


Fig. 11.33. Circuitul de intrare (ω_s) şi circuitul oscilator (ω_h) ale unui radioreceptor în cazul alinierii cu pader în două puncte.

circuitul de semnal se pot utiliza aceleaşi relaţii ca şi în cazul precedent (relaţiile 11.29 şi 11.31), iar pentru circuitul oscilatorului local rezultă relaţiile :

$$C_p = \frac{1}{4\pi^2 L} \frac{(f_{h_2}^2 - f_{h_1}^2) AB}{f_{h_1}^2 f_1^2 B - f_{h_2}^2 f_2^2 A}, \tag{11.37}$$

$$L_h = \frac{f_{h_2}^2 - f_{h_1}^2}{4\pi^2 f_{h_1}^2 f_{h_2}^2 (A - B)}, \tag{11.38}$$

în care A şi B sînt definite de relaţiile (11.34 şi 11.35).

În calculul de mai sus s-a neglijat influenţa capacităţilor parazite ale montajului. Dacă se ţine seamă şi de acestea, calculul se complică. Practic, se poate considera alinierea cu pader şi capacităţi parazite (fixe), ca fiind un caz particular al alinierii în trei puncte cu pader şi trimer (condensatorul trimer fiind pus în paralel cu capacitatea parazită, permite modificarea aceteia).

Alinierea în două puncte este utilizată la radioreceptoarele MA şi gamele de UL sau US atunci cînd nu se cer performanţe deosebite radioreceptorului. Radioreceptoarele MF utilizează mai întotdeauna alinierea în două puncte, deoarece gama este redusă şi frecvenţa de lucru ridicată : $B = \left(\frac{f_0}{Q'}\right)$.

● **Alinierea în trei puncte.** La alinierea în trei puncte pentru cazul general se va considera schema din figura 11.34. În această schemă s-a considerat fie C_4 drept condensator trimer, fie C_3.

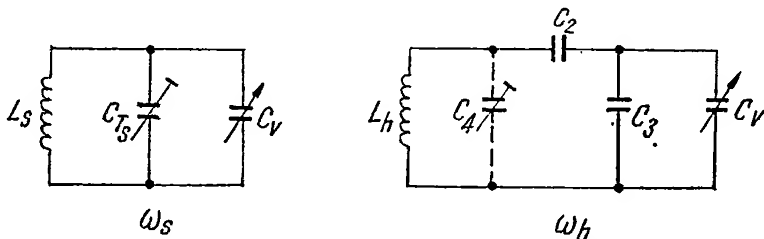


Fig. 11.34. Circuitul de intrare (ω_s) şi circuitul oscilatorului (ω_h) ale unui radioreceptor în cazul alinierii în trei puncte.

Dacă se consideră o curbă de aliniere ca în figura 11.35, atunci frecvenţele de aliniere exactă f_1, f_2 şi f_3 vor fi date de relaţiile :

$$f_1 = f_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}(f_2 - f_{min}),$$

$$f_2 = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}, \tag{11.38}$$

$$f_3 = f_2 + \frac{\sqrt{3}}{2}(f_2 - f_{min}).$$

Considerînd modul de lucru supradină, rezultă :

$$f_h = f_s + f_i \tag{11.39}$$

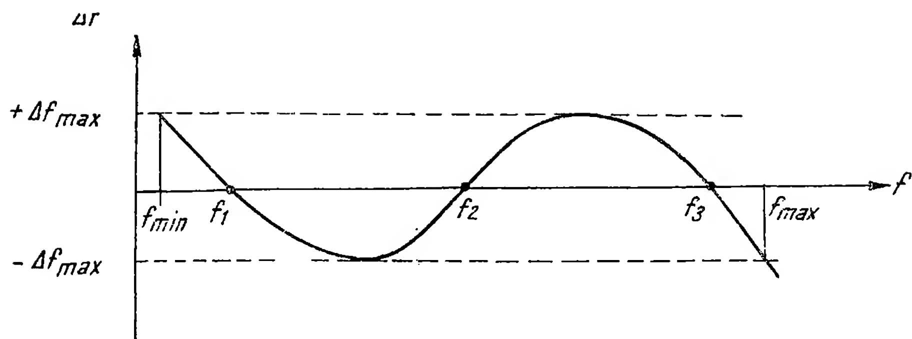


Fig. 11.35. Curba de aliniere cu erori minime şi egale în cazul alinierii în trei puncte.

şi deci :

$$f_{h_1} = f_1 + f_i,$$
$$f_{h_2} = f_2 + f_i, \qquad (11.40)$$
$$f_{h_3} = f_3 + f_i.$$

Elementele circuitului de semnal se calculează ca şi în cazul alinierii în două puncte.

Pot apărea mai multe cazuri, după cum se realizează schema oscilatorului.

Cazul I. $C_4 = 0$, sau $C_4 \ll C_2$.

Celelalte elemente ale circuitului oscilatorului se calculează utilizînd relaţiile :

$$C_2 = C_{v\,max} f_{min}^2 \left[\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l_2}\right], \qquad (11.41)$$

$$C_l = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{l^2}, \qquad (11.42)$$

$$L_h = L_s \left(\frac{l'}{m^2}\right) \frac{C_2 + C_3}{C_2}. \qquad (11.43)$$

Cazul II. $C_3 = 0$

$$C_2 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{n^2} \qquad (11.44)$$

$$C_4 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{l^2 - n^2}, \qquad (11.45)$$

$$L_h = L_s \left(\frac{l^2}{m^2}\right) \frac{C_2}{C_2 + C_4}. \qquad (11.46)$$

Cazul III. Se presupune valoarea condensatorului C_4 dată:

$$C_2 = A\left[\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{C_4}{A}}\right], \qquad (11.47)$$

$$C_3 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{l^2} - \frac{C_2 C_4}{C_2 + C_4}. \qquad (11.48)$$

$$L_h = L_s\left(\frac{l^2}{m^2}\right)\frac{C_2 + C_3}{C_2 + C_4}. \qquad (11.49)$$

Cazul IV. Se presupune valoarea condensatorului C_3 dată:

$$C_2 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{n^2} - C_3, \qquad (11.50)$$

$$C_4 = \frac{C_2 B}{C_2 - B}; \qquad (11.51)$$

$$L_h = L_s\left(\frac{l^2}{m^2}\right)\frac{C_2 + C_3}{C_2 + C_4}. \qquad (11.52)$$

Pentru verificarea calculului făcut se pot utiliza formulele:

$$f_h = f_s + f_i + \Delta f_i = m\sqrt{\frac{f_s^2 + n^2}{f_s^2 + l^2}}. \qquad (11.53)$$

În relațiile de mai sus au apărut următorii coeficienți:

$$l^2 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{C_3 + \dfrac{C_2 C_4}{C_2 + C_4}} = \frac{b^2 d - c^3}{2 f_i}, \qquad (11.54)$$

$$m^2 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{\dfrac{L_h}{L}\left(C_4 + \dfrac{C_2 C_3}{C_2 + C_2}\right\}} = f_i^2 + l^2 + ad - b^2 \qquad (11.55)$$

$$n^2 = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{C_2 + C_3} = \frac{c^3 d + f_i^2 l^2}{m^2}; \qquad (11.56)$$

$$\begin{aligned} a &= f_1 + f_2 + f_3, \\ b^2 &= f_1 f_2 + f_1 f_3 + f_2 f_3, \\ c^3 &= f_1 f_2 f_3, \\ d &= a + 2 f_i, \end{aligned} \qquad (11.57)$$

$$A = C_{v\,max} f_{min}^2\left[\frac{1}{n^2} = \frac{1}{l^2}\right]. \qquad (11.58)$$

$$B = \frac{C_{v\,max} f_{min}^2}{l^2} - C_3. \qquad (11.59)$$

În relațiile de mai sus frecvențele se consideră exprimate în MHz, capacitățile în pF, iar inductanțele în μH.

Curba de aliniere poate fi calculată utilizînd relația (11.53) prin metoda punct cu punct (pentru fiecare frecvență în parte). Cum erorile de aliniere Δf_i sînt datorate alinierii incorecte a circuitului de intrare (sau a circuitelor acordate din *RF*), dacă se consideră oscilatorul aliniat, reducerea sensibilității poate fi ușor calculată. Dacă se consideră doar un singur circuit de intrare (radioreceptorul nu are amplificator de *RF*) rezultă:

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{1 + j\beta Q'}. \tag{11.60}$$

în care A este amplificarea radioreceptorului cu eroare de aliniere Δf_i;

A_0 — amplificarea radioreceptorului dacă eroarea ar fi nulă (circuitul de intrare ar fi corect acordat):

$$\beta = \frac{f_s + \Delta f_i}{f_s} - \frac{f_s}{f_s + \Delta f_i},$$

Q' — valoarea factorului de calitate în sarcină.

Pentru cazul în care radioreceptorul ar avea mai multe circuite acordate pe semnal (se presupune n) rezultă:

$$\frac{A}{A_0} = \prod_{i=1}^{n} \frac{1}{1 + j\beta Q_i'}. \tag{11.61}$$

Pentru calculul valoric relațiile (11.60) și (11.61) se vor utiliza în modul, adică:

$$\left|\frac{A}{A_0}\right| = \prod_{i=1}^{n} \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q_i'^2}} \tag{11.62}$$

Alinierea în trei puncte prezintă avantajul unor erori maxime de aliniere mai mici decît în cazul alinierii în două puncte. De asemenea, permite realizarea mai corectă a alinierii în orice gamă de undă utilizînd același condensator variabil ca element de acord (sau același grup de inductanțe variabile).

Alinierea cu pachete inegale de condensatoare variabile (pachetul oscilator construit special ca să satisfacă curba de aliniere în orice punct) permite obținerea unor erori de aliniere mult mai mici (teoretic nule), dar are dezavantajul că elementul de acord se poate utiliza numai într-o singură gamă de undă, fără erori de aliniere.

Frecvențele de aliniere exactă nu trebuie neapărat să satisfacă relațiile (11.38). Practic, punctele de aliniere exactă se aleg astfel ca performanțele radioreceptorului să fie cît mai bune. După alinierea radioreceptorului se verifică în primul rînd variația sensibilității în gamă. Pentru o aliniere în trei puncte conform cu relațiile (11.38) și pentru un circuit de intrare cu cuplaj prin inductanța mutuală cu $f_A > f_{min}$ se va obține o variație a sensibilității în gamă ca în figura 11.36. Se observă că erorile de aliniere maxime corespund scăderilor maxime de sensibilitate. Din acest motiv, cunoscînd punctele de aliniere corectă, verificarea sensibilității se va face între aceste puncte de aliniere (la capetele de gamă și între punctele de aliniere). O scădere prea accentuată a sensibilității între frecvențele f_1 și f_2 față de sensibilitatea între f_{min} și f_1 indică necesitatea mutării punc-

tului de aliniere f_1 mai spre f_2. În acelaşi mod, o sensibilitate prea redusă între f_{min} şi f_1 faţă de cea între f_1 şi f_2 indică necesitatea deplasării frecvenţei f_1 înspre f_{min}. Deoarece măsurarea atenuării frecvenţei imaginare se face la frecvenţa f_{max}, dacă atenuarea frecvenţei imagine este suficientă, prin

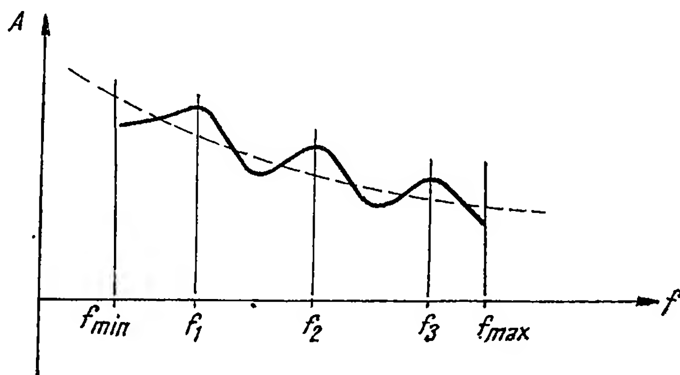


Fig. 11.36. Variaţia sensibilităţii unui radioreceptor în gama de *UM* sau *UL* în cazul unui circuit de intrare cu cuplaj prin inductanţă mutuală cu $f_A > f_{min}$ şi o curbă de aliniere ca în figura 11.35.

mutarea frecvenţei f_4 înspre f_{max} se îmbunătăţeşte atenuarea imaginii, dar se reduce sensibilitatea între frecvenţele f_2 şi f_3. Prin realizarea unui compromis se obţin punctele reale de aliniere care, în cazul general, sînt relativ aproape de punctele calculate cu relaţiile (11.38), dacă radioreceptorul este corect proiectat. La radioreceptoarele industriale de radiodifuziune, punctele de aliniere sînt însemnate pe scară cu linioare, cercuţele sau triunghiuri, ca în figura 11.37.

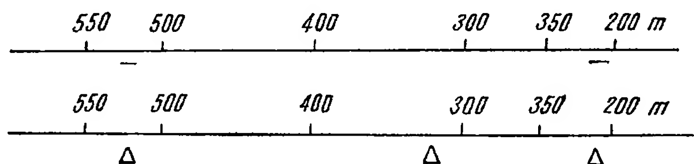


Fig. 11.37. Exemple de modul de figurare a punctelor de aliniere exactă pe scara unui radioreceptor (prin triunghiuri, liniuţe, puncte etc.).

6. METODE PRACTICE DE ALINIERE A CIRCUITELOR DE *RF* ŞI A OSCILATORULUI LOCAL

Alinierea elementelor de circuit la valorile calculate se poate face prin două metode. În prima metodă se presupun cunoscute frecvenţele f_{max}, f_{min} şi f_1, f_2, f_3. Se procedează astfel : se execută un montaj ca în figura 11.38 pentru radioreceptoarele *MA* şi ca în figura 11.39 pentru radiorecep-

toarele *MF*. Difuzorul radioreceptorului este înlocuit cu un wattmetru de ieșire a cărui impedanță se adaptează la ieșirea radioreceptorului. Volumul radioreceptorului se pune la maxim, tonul pe poziția corespunzătoare benzii maxime, comanda de selectivitate pe poziția bandă minimă, comutatorul de game pe gama de lucru.

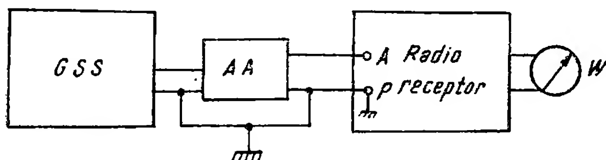


Fig. 11.38. Montaj pentru executarea alinierii unui radioreceptor *MA*
GSS – generator de semnal standard *MA*; *AA* – antenă artificială.

Se plasează acul indicator al scării radioreceptorului pe frecvență f_{min} din gamă și se aplică din *GSS* pentru receptoarele *MA* un semnal *MA* cu un grad de modulație de 30% de frecvență audio 1 kHz, cu amplitudine suficient de mare ca să apară semnal la ieșire cu frecvență purtătoare egală cu f_{min}.

Se reglează valoarea condensatorului pader (sau dacă acesta este fix, valoarea inductanței L_h) din circuitul oscilatorului pînă apare semnalul maxim la wattmetru (între timp, nivelul semnalului de *GSS* se reduce progresiv altfel ca la ieșire să se obțină nivelul puterii standard).

Se procedează în același mod la celălalt capăt de gamă (pentru f_{max}), acționîndu-se de această dată asupra condensatorului trimer. Se repetă aceste operații de atîtea ori pînă cînd revenind se obțin aceleași valori. În acest mod s-a executat încadrarea în gamă a radioreceptorului, frecvent recepționată, depinzînd (aproape exclusiv) numai de frecvența oscilatorului local.

Se trece apoi la alinierea circuitului de intrare. Se acordă *GSS* pe frecvența f_1 și se deplasează acul indicator al scării în jurul frecvenței f_1

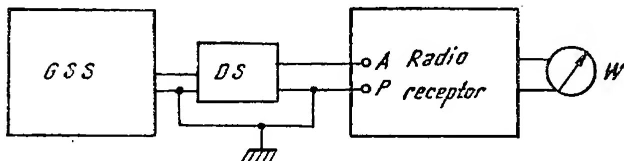


Fig. 11.39. Montaj pentru executarea alinierii unui radioreceptor *MF*:
GSS – generator de semnal standard *MF*; *DS* – dispozitiv de simetrizare.

de pe scară, pînă cînd se obține nivelul maxim de semnal. Se reglează apoi inductanța L_s pînă cînd se obține nivelul maxim (se va avea grijă ca semnalul la ieșire să nu depășească puterea standard, nivelul semnalului fiind redus la intrare numai prin atenuatorul *GSS*-ului).

Se repetă aceeași operație pentru f_3, acționîndu-se asupra condensatorului C_{T_s}. Se repetă apoi aceste două operații pînă cînd revenind se obțin aceleași valori.

Se trece la verificarea alinierii corecte pe frecvența f_2. Pentru aceasta se plasează *GSS* pe frecvența f_2 și se aduce radioreceptorul pe aceeași frecvență, obținîndu-se la ieșire nivelul standard de putere. Se încearcă acordul din L_s. Dacă indicația de ieșire crește, frecvența f_2 nu este punctul de aliniere și deci oscilatorul nu a fost aliniat corect. Se revine în consecință la alinierea oscilatorului prin verificarea capetelor de gamă și a valorii condensatorului pader C_2. Această metodă de aliniere este utilizată atunci cînd nu se cunosc punctele de aliniere pe scală. Ea este mult simplificată dacă C_2 este fix.

Pentru fiecare frecvenţă de aliniere se verifică dacă alinierea nu s-a făcut pe frecvenţa imagine. Pentru aceasta se creşte valoarea frecvenţei purtătoare din *GSS* cu $2f_i$, fără a se deplasa acul indicator al scalei radioreceptorului. Dacă se obţine semnal la ieşire pentru un nivel cu 20—50 dB mai mare decît acela corespunzător semnalului, alinierea s-a făcut corect. În caz contrar, radioreceptorul este aliniat pe frecvenţa imagine.

Dacă se cunosc punctele de aliniere pe scală nu se mai face operaţia de încadrare în gamă. În acest caz alinierea se face astfel : se acordă *GSS* pe frecvenţa f_1 şi se aşază acul indicator al scării, după ce a fost potrivit la cap de scară (la f_{min} ca să corespundă cu limita inferioară a scării), pe semnul corespunzător lui f_1. Se execută alinierea ca mai sus, prin acţionarea simultană asupra inductanţelor L_h şi L_s, pînă cînd nivelul semnalului devine maxim. Se repetă operaţia de mai sus pentru frecvenţa f_3, acţionîndu-se de această dată asupra condensatoarelor C_{TS} şi C_{Th} simultan ($C_{Th} = C_3$ sau C_4). Se repetă aceste operaţii pînă cînd revenind se obţin aceleaşi valori. Se verifică apoi alinierea corectă la frecvenţa f_2, ca şi în cazul primei metode. În cazul unei alinieri corecte şi a unei valori corecte a condensatorului C_2 (condensatorul pader) punctul f_2 trebuie să corespundă ca punct de aliniere exactă.

Pentru radioreceptoarele *MF*, alinierea se face după aceleaşi metode, însă semnalul dat de *GSS* va fi modulat în frecvenţă cu o deviaţie de frecvenţă de 15 kHz. Ieşirea *GSS*, în general asimetrică, va fi simetrizată printr-un dispozitiv de simetrizare ca în figura 15.8, deoarece intrarea în radioreceptor este de obicei simetrică.

Metodele de aliniere de mai sus au presupus condensatorul C_p fix. Dacă C_p nu este fix, alinierea se face la oscilator pentru frecvenţa f_1 prin variaţia condensatorului C_p, pentru frecvenţa f_2 prin variaţia inductanţei L_h şi pentru frecvenţa f_3 prin variaţia condensatorului C_{Th}. Circuitul de semnal se va acorda doar pe frecvenţele f_1 şi f_3, punctul f_2 reieşind ca punct de aliniere corectă cu valori corespunzătoare ale elementelor din circuitul oscilatorului local.

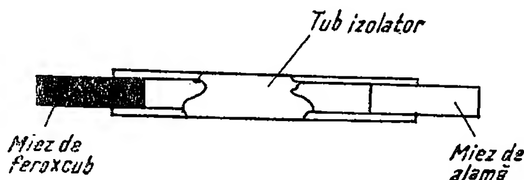


Fig. 11.40. Sondă pentru verificarea acordului corect.

Verificarea alinierii unui circuit se face utilizînd o sondă care are la un cap o tijă de alamă de 6 mm şi la celălalt cap un miez de ferită (fig. 11.40). Apropierea sondei cu capătul corespunzător miezului de ferită de bobina din circuit duce la creşterea inductanţei acesteia, iar apropierea miezului de alamă, la scăderea inductanţei. Dacă în ambele cazuri nivelul semnalului la ieşire scade, circuitul este aliniat corect.

2. ALEGEREA FRECVENŢEI INTERMEDIARE

Frecvenţa intermediară trebuie neapărat aleasă în afara gamelor de funcţionare a radioreceptorului. În caz contrar, frecvenţa respectivă din gamă va fi recepţionată independent de oscilator, deoarece recepţionarea frecvenţei intermediare nu depinde de frecvenţa oscilatorului, etajul schimbător de frecvenţă funcţionînd în acest caz ca amplificator de *FI*.

Or, pentru radioreceptorul cu schimbare de frecvenţă alegerea frecvenţei purtătoare a semnalului recepţionat se face de către frecvenţa oscilatorului local, circuitele de semnal avînd o bandă mult mai largă decît circuitele din *AFI*.

În acest caz, dacă frecvenţa de acord a radioreceptorului se apropie de valoarea frecvenţei intermediare, vor apărea perturbaţii sub formă de interferenţe sau sub forma recepţiei simultane a două semnale (semnalul cu frecvenţa purtătoare apropiată de f_1 şi semnalul recepţionat prin schimbare de frecvenţă). Din acest motiv frecvenţa intermediară este rejectată la intrarea în radioreceptor. Fiind o frecvenţă fixă, se utilizează circuite de rejecţie simple, ca în figura 11.41 (circuitul serie $L\ C$) sau ca în figura 11.42. Pentru ca influenţa acestor circuite să fie neglijabilă în gama de lucru a radioreceptorului se alege pentru circuitul serie un raport mare L_i/C_i ($C_i = 30$ pF). Pentru schema din figura 11.42 se observă utilizarea unui circuit de rejecţie paralel a frecvenţei intermediare, deoarece impedanţa de intrare în circuitul de intrare este redusă şi în acest caz circuitul paralel duce la atenuări ale frecvenţei intermediare mai mari (circuitul paralel formează un divizor de tensiune cu impedanţa de intrare a circuitului de intrare).

Alegerea frecvenţei intermediare este impusă în general de obţinerea unor performanţe cît mai bune ale radioreceptorului.

Astfel, o frecvenţă intermediară ridicată asigură o bună rejecţie a frecvenţei imagine, chiar în cazul unor circuite de intrare simple. De asemenea, asigură o bună funcţionare în gama de *US* unde dacă $f_i \ll f_s$, atunci $f_h \cong f_s$ şi deci există tendinţa tîrîrii frecvenţei oscilatorului de către frecvenţa de semnal. În acest caz poate apărea sincronizarea între frecvenţele f_s şi f_h şi deci recepţia dispare. Astfel, dacă etajul schimbător de frecvenţă cumulează şi funcţia de oscilator local, oscilatorul iese din funcţiune şi recepţia dispare sau frecvenţa oscilatorului este doar puţin tîrîtă de frec-

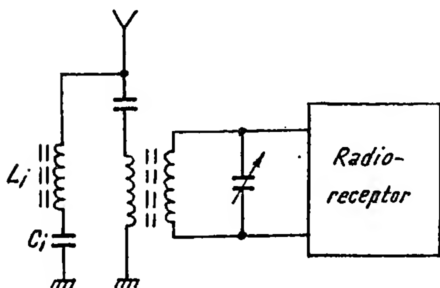


Fig. 11.41. Schema unui circuit de rejecţie (L_iC_i) de tip serie a frecvenţei intermediare.

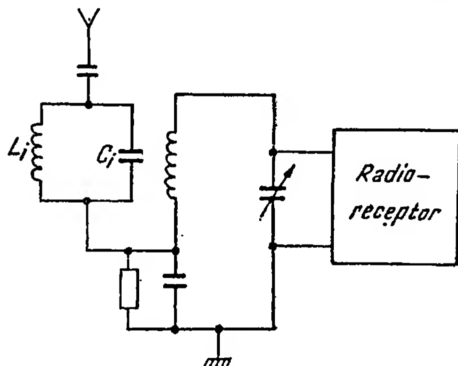


Fig. 11.42. Schema unui circuit de rejecţie (L_iC_i).

venţa de semnal în cazul unui semnal puternic şi atunci se recepţionează un post pe o porţiune mai largă din scală apărînd că recepţia nu este influenţată de butonul de acord.

O frecvenţă intermediară mică prezintă avantajul că în amplificatorul de *FI* se poate obţine o amplificare mai ridicată, o stabilitate şi o selectivi-

tate mai bună decît în cazul în care f_i ar fi mare. În acest caz însă pot apărea interferențe datorită faptului că etajul schimbător este un etaj neliniar și din acest motiv apar armonici atît ale semnalului, cît și ale oscilatorului, care pot produce interferențe. Astfel, o frecvență intermediară coborîtă, care corespunde cu una din primele armonici ale unei stații locale (deci cu nivelul de semnal ridicat) dă naștere după etajul schimbător la interferențe manifestate de obicei sub formă de fluierături. În cazul în care frecvența intermediară este redusă trebuie realizate circuite de intrare (și de *RF*) cu selectivitate ridicată pentru o bună rejecție a frecvenței imagine. Pentru cazul circuitelor de intrare simple, schema din figura 11.43 realizează un compromis între obținerea unui factor de transfer ridicat și obținerea unei bune atenuări a frecvenței imagine. Prin realizarea acestei scheme apare circuitul acordat serie C_v L_1 a cărui frecvență de acord poate fi aleasă egală cu frecvența imagine. Circuitul C_v L_1 este serie și conectat în paralel la intrarea radioreceptorului, deci va rejecta frecvența imagine. Realizarea unei atenuări maxime a frecvenței imagine are loc atunci cînd :

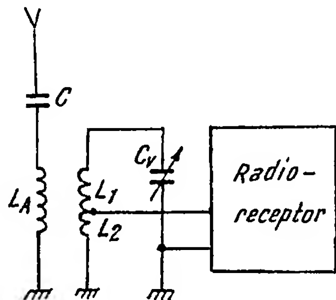


Fig. 11.43. Schema de principiu a unui circuit de intrare cu o bună rejecție a frecvenței imagine.

$$f_{imagine} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_v}}. \quad (11.63)$$

Relația (11.63) trebuie satisfăcută simultan cu relația :

$$f_{semnal} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\, C_v}}. \quad (11.64)$$

Acest lucru nu se poate întîmpla decît la o singură frecvență. Din acest motiv, la celelalte frecvențe din gamă schema din figura 11.43 duce la atenuări ale frecvenței imagine mai reduse. Pentru schema din figura 11.43 factorul de transfer *K* și raportul *semnal/zgomot* vor fi mai reduse, ceea ce nu constituie un avantaj.

În general frecvența intermediară pentru radioreceptoarele de radiodifuziune se alege fie între 100 și 140 kHz, fie între 350 și 480 kHz. Pentru radioreceptoarele mai simple (economice) se preferă o frecvență intermediară între 100 și 140 kHz. În acest caz, pentru evitarea interferențelor (f_i coborîte), se utilizează de obicei circuite de intrare cu filtre de bandă.

Majoritatea radioreceptoarelor moderne utilizează frecvențe intermediare între 350 și 480 kHz, deoarece în acest caz pentru gama de *UL* și *UM* se satisface condiția ca frecvența semnalului să fie comparabilă cu frecvența intermediară și în consecință să nu apară interferențe chiar în cazul utilizării unor circuite de intrare simple. Pentru cazul radioreceptoarelor de trafic, care lucrează în special în gama de *US*, frecvența intermediară se alege între 1,6 și 3 MHz. Se observă că toate frecvențele de mai sus, între care se alege frecvența intermediară, cad în afara gamelor de radiodifuziune. Radioreceptoarele de trafic utilizează două schimburi de frecvență pentru a beneficia atît de avantajele unei *FI* coborîte cît și a unei *FI* ridicate,

Valoarea exactă a frecvenței intermediare se alege considerînd că radioreceptorul trebuie să prezinte minimul de interferențe posibile. Pentru aceasta, cunoscîndu-se frecvențele purtătoare și puterile stațiilor care se pot recepționa în regiunea geografică în care va lucra radioreceptorul, se verifică existența interferențelor pentru diverse valori ale lui f_i utilizînd relația :

$$f_i + \Delta f_i = nf_h + mf_s.$$

În această relație, n și m sînt numere întregi, $n, m = 0, 1, 2,3 \ldots, k$; f_h este frecvența oscilatorului local în gamă, iar f_s este frecvența semnalului (frecvența purtătoare a diverselor posturi) (se vor considera diverse valori pentru f'_s și f_s din game). Dacă la o valoare oarecare a lui f_h se poate găsi o stație cu f_s astfel încît să dea Δf_i în banda audio (20 Hz — 20 kHz) și o altă frecvență de semnal f_s care să satisfacă relația $f_i = f_h - f_s$, atunci vor apărea interferențe cu condiția ca stația frecvenței f'_s să aibă un nivel suficient de ridicat pentru a da nivele comparabile cu stația de frecvență f_s la ieșirea circuitelor de intrare. În țara noastră în urma acestui studiu s-a ales $f_i = 455$ kHz.

3. PROBLEMA STABILITĂȚII

În cazul radioreceptoarelor cu schimbare de frecvență, stabilitatea este mai ușor asigurată, deoarece amplificarea semnalului are loc pe mai multe frecvențe mult depărtate între ele. Astfel, semnalul este amplificat în *RF* pe o frecvență radio, apoi în *FI* pe frecvența intermediară și mai apoi în *AF* pe frecvențe audibile. Într-un radioreceptor cu schimbare de frecvență, etajele de *AFI* realizează majoritatea amplificării semnalului în radioreceptor. Într-un radioreceptor *MA — MF* etajele de *FI* sînt astfel construite încît amplifică simultan pe două benzi de frecvență (*FI — MA* și *FI — MF*). Lanțul de semnal *MA* la funcționarea pe *MF* nu este blocat, iar lanțul de *MF* la funcționarea pe *MA* se blochează de obicei doar într-un singur etaj (primul etaj de *DI* de după schimbătorul de frecvență). Dacă se ține seamă de faptul că etajele de *FI* trebuie să realizeze o mare amplificare și că sînt echipate cu filtre de bandă, atunci rezultă că întreg amplificatorul de *FI* poate ușor îndeplini condițiile de autooscilație și deci deveni instabil datorită, spre exemplu, defazajelor introduse pe filtrele de bandă sau filtrajele insuficiente pe liniile de alimentare. Pentru a se evita aceasta și deci pentru a se asigura stabilitatea etajelor de *FI* (sau de *RF*) se iau mai multe măsuri.

Fiecare etaj (de *FI* sau *RF*) va avea un filtru de decuplare a liniilor de alimentare (circuite de integrare *RC* pentru linia de alimentare anodică și circuite de integrare *LC* pentru liniile de alimentare a filamentelor) ca în figura 11.44. Aceste filtre vor introduce o atenuare suficientă a semnalelor din banda de lucru a amplificatorului pentru a micșora astfel coeficientul de reacție pe liniile de alimentare pînă la o limită de stabilitate dată (de obicei A va fi cel puțin de 20—30 dB sub pragul de autooscilație).

Cablajul și eventual unele ecranări între intrare și ieșire se vor realiza astfel încît să se evite crearea de capacități parazite intrare-ieșire, capacități care pot duce la autooscilație conform cu schema de oscilator acordat intrare-acordat ieșire.

Decuplările circuitelor de catod, ecran şi anod (filtrele anodice de decuplare) vor avea de preferinţă acelaşi punct de masă. Acest punct de masă va fi definit de la un etaj de *FI* la altul. Alegerea incorectă a punctelor de masă poate duce la autooscilaţie datorită faptului că firele de masă prezintă totuşi rezistenţe finite, care fiind introduse în circuitele de alimentare duc la apariţia reacţiilor.

Dispunerea pieselor pe şasiu se va face astfel încît să se asigure o bună disipare termică. În acest mod se va evita încălzirea pieselor (condensatoare, bobine, rezistenţe, tranzistoare etc.) la temperaturi de peste 40°C. Această situaţie poate apărea spre exemplu atunci cînd tubul redresor este montat foarte aproape de condensatoarele electrolitice de filtraj. Creşterea temperaturii condensatoarelor electrolitice de filtraj peste 70°C va duce la variaţii mari de capacitate sau uneori condensatorul poate chiar exploda.

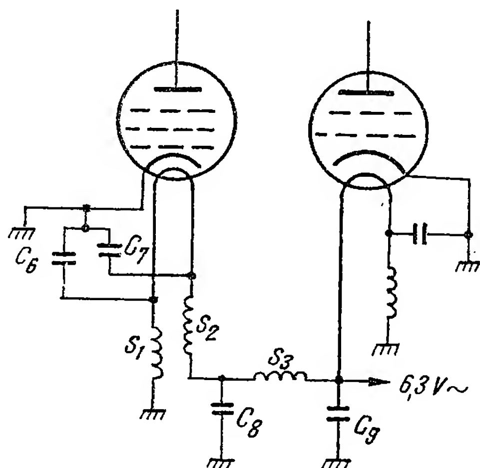


Fig. 11.44. Schema de principiu a unor filtre de decuplare a liniei de filament.

Ridicarea temperaturii în interiorul casetei radioreceptorului duce şi la îmbătrînirea prematură a pieselor acestuia. Poate apărea, de asemenea, şi o instabilitate a acordului, caracterizată prin deplasarea lentă a acordului radioreceptorului datorită variaţiilor cu temperatura a elementelor circuitelor acordate (în special din etajul oscilator local). Pentru a se evita această deplasare a frecvenţei oscilatorului local pe de o parte se vor dispune piesele astfel încît să se asigure o bună disipare a căldurii, iar pe de altă parte se vor alege coeficienţii de temperatură ai pieselor componente ale circuitului acordat a oscilatorului local astfel încît să fie compensaţi. Astfel, dacă inductanţa L_h din circuit are un coeficient de temperatură K_1

$$K_1 = \frac{\frac{\Delta L_h}{L_h}}{\frac{\Delta\theta}{\theta}}, \tag{11.65}$$

în care θ este temperatura, iar cu Δ s-au notat variaţiile şi dacă în mod similar se presupune pentru capacitatea totală C din circuit un coeficient de temperatură K_2

$$K_2 = \frac{\frac{\Delta C_{tot}}{C_{tot}}}{\frac{\Delta\theta}{\theta}}, \tag{11.66}$$

pentru a realiza compensarea termică trebuie să fie satisfăcută relaţia :

$$K_1 + K_2 = 0 \tag{11.67}$$

sau

$$K_1 = -K_2. \tag{11.68}$$

Dacă se ţine seamă de relaţia :

$$C_{tot} = \frac{(C_v + C_t)\, C_p}{C_v + C_t + C_p}; \tag{11.69}$$

atunci

$$\Delta C_{tot} = \frac{C_p \Delta(C_v + C_p)}{(C_v + C_t + C_p)} - \frac{[\Delta(C_p + C_t)]\,(C_v + C_t)\, C_p}{(C_v + C_t + C_p)^2} +$$

$$+ \frac{(C_v + C_t)\,\Delta C_p}{(C_v + C_t + C_p)} - \frac{\Delta C_p\,[C_p\,(C_v + C_t)]}{(C_v + C_t + C_p)^2}. \tag{11.70}$$

Cunoscînd coeficientul de temperatură al condensatorului C_v şi ţinînd seamă de relaţiile de mai sus, se pot deduce coeficienţii de temperatură pentru condensatoarele C_p şi C_t, astfel încît să fie satisfăcute ecuaţiile (11.67) şi (11.69). Se poate observa că deoarece $C_v > C_t$ coeficientul de temperatură al condensatorului C_t poate fi neglijat într-o primă aproximaţie, simplificîndu-se astfel calculele.

4. PROBLEMA PERTURBAŢIILOR

La recepţie pot apărea următoarele tipuri de perturbaţii : *zgomote*, *distorsiuni*, *instabilităţi*.

Zgomotele pot fi datorate : agitaţiei termice (apare sub formă de fîşîit), filtrajele insuficiente (zgomot de 50 sau 100 Hz de reţea), paraziţilor atmosferici (zgomote întîmplătoare) sau unei alte staţii de emisie. În acest ultim caz semnalul staţiei perturbatoare poate apărea şi distorsionat.

Zgomotele sînt cu atît mai greu de înlăturat cu cît sursa de zgomot este plasată într-un circuit după care urmează o amplificare mai mare. Pentru reducerea nivelului zgomotelor de agitaţie termică, pot fi utilizate următoarele metode : *adaptări de circuite* ; *utilizarea la intrarea receptorului a unor etaje amplificatoare cu zgomot propriu mic şi amplificare mare* ca spre exemplu montaje cascod, amplificatoare parametrice, cu diodă tunel etc. ; *utilizarea de metode de detecţie sau estimaţia statistică* (filtraj, corelaţie, acumulare etc.). Pentru înlăturarea zgomotelor de reţea pot fi utilizate filtre corespunzătoare sau o tehnologie corectă de realizare a cablajului, tehnologie care elimină influenţa surselor de zgomot de reţea perturbatoare, prin micşorarea cuplajelor parazite cu asemenea surse.

Pentru înlăturarea paraziţilor atmosferici pot fi utilizate fie circuite speciale de atenuare a paraziţilor (v. cap, 14), fie modulaţia în frecvenţă dacă nivelul de semnal este suficient pentru o funcţionare corectă a limitatorului de amplitudini, fie alte metode.

Reducerea nivelului semnalului dat de o staţie de emisie perturbatoare poate fi realizat în general prin mărirea selectivităţii receptorului. Dacă frecvenţa purtătoare a staţiei perturbatoare este egală cu frecvenţa staţiei pe care se doreşte a fi recepţionată, separarea se va face utilizînd o anumită directivă. Pentru receptoarele *MA* o metodă de reducere a nivelului unei

staţii perturbatoare o constituie utilizarea unui demodulator *BLU*. Astfel, dacă staţia perturbatoare este decalată spre frecvenţe mai mari, semnalul perturbator va afecta în special banda laterală superioară. Demodulînd numai banda laterală inferioară a semnalului dorit, se va obţine o reducere importantă a semnalului perturbator.

PROBLEME SPECIALE ALE RECEPŢIEI SEMNALELOR MF

Receptoarele cu schimbare de frecvenţă construite pentru a recepţiona semnalele *MF* au o serie de particularităţi specifice faţă de radioreceptoarele pentru recepţia semnalelor *MA*. Aceste particularităţi apar pe de o parte datorită frecvenţei mari purtătoare a semnalului de *RF* (gama de *UUS*) şi a benzii mult mai largi afectate semnalului (300 kHz în loc de 9 kHz), iar pe de altă parte datorită sistemului de demodulare *MF* diferit de cel *MA*.

În principiu, un radioreceptor *MF* cu schimbare de frecvenţă dispune de aceeaşi schemă-bloc ca şi a unui radioreceptor cu schimbare de frecvenţă *MA*, însă etajul demodulator *MA* este înlocuit cu unul pentru *MF*. Circuite de intrare în etajul de *RF* în cazul receptoarelor *MF* sînt specifice gamei de *UUS*, fiind înglobate în aşa-numitul bloc de *UUS*. Datorită faptului că în general semnalele date de antenă şi gama de *UUS* au nivele mai reduse, precum şi datorită condiţiilor impuse circuitelor de intrare în această gamă amplificatorul de *RF* este absolut necesar, asigurîndu-se astfel amplificarea cît şi selectivitatea necesară pe frecvenţa semnalului.

Etajele de *FI* trebuie să asigure banda necesară de trecere (300 kHz) cu minimum de distorsiuni de frecvenţă sau fază, deoarece aceste distorsiuni. duc la apariţia distorsiunilor de neliniaritate la ieşirea radioreceptorului. Din cauza benzii de trecere mai mari de obicei sînt necesare un număr mai mare de etaje de *FI* decît în cazul radioreceptoarelor *MA*. În plus, pentru îmbunătăţirea raportului *semnal/zgomot* şi pentru evitarea recepţionării unor eventuale semnale *MA*, unele din etajele de *AFI* au şi funcţia de limitator *MA*. Dacă etajul demodulator este de tip discriminator de raport, acesta îndeplineşte de asemenea şi funcţia de limitator *MA*. Tot în scopul îmbunătăţirii raportului *semnal/zgomot* se introduc după etajul demodulator circuite de dezaccentuare. Aceste circuite duc la atenuarea „fîşîitului” produs de receptor datorită zgomotului alb.

Acest zgomot are densitate spectrală uniformă, iar valoarea eficace a tensiunii de zgomot E_{ef} este dată de relaţia :

$$E_{ef}^2 = 4\, kTR_{e_{zg}}\, B.$$

În consecinţă, valoarea puterii de zgomot va fi dată de relaţia :

$$P_{zg} = \frac{E_{ef}^2}{R_{e_{zg}}} = 4\, kTB$$

şi este funcţie de banda transmisă. Considerînd frecvenţa de 1 kHz drept frecvenţă medie audio, se observă că puterea de zgomot care poate apărea în spectrul de la 0 Hz la 1 kHz este mult mai mică decît aceea corespunzătoare spectrului de la 1 kHz la 10 (sau 15) kHz. Din acest motiv, la emisie frecvenţele audio înalte sînt amplificate mai mult într-un circuit de

accentuare (fig. 11.45), urmînd ca la recepţie să fie atenuate în mod corespunzător cu ajutorul unui circuit de dezaccentuare (fig. 11.46), pentru păstrarea liniarităţii caracteristicii de frecvenţă. Odată cu frecvenţele audio înalte, la recepţie vor fi atenuate şi tensiunile de zgomot, ceea ce asigură îmbunătăţirea raportului *semnal/zgomot*.

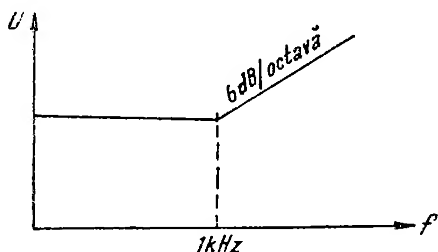


Fig. 11.45. Caracteristica de frecvenţă a unui circuit de accentuare.

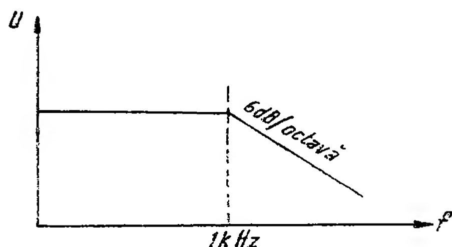


Fig. 11.46. Caracteristica de frecvenţă a unui circuit de dezaccentuare.

Constanta de timp de accentuare (dezaccentuare) este standardizată la 50 (75) µs. Circuitul de dezaccentuare are schema din figura 11.47. Rezistenţa R_1 face ca sub frecvenţa de 1 kHz circuitul să înceapă să devină atenuator rezistiv în raportul $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$, asigurînd astfel frîngerea caracteristicii de frecvenţă (deoarece pentru frecvenţe $f >$1kHz, $X_c < R_1$). Circuitul de accentuare are schema din figura 11.48. Elementele circuitului de dezaccentuare se înglobează de obicei în filtrul trece-jos de la ieşirea etajului demodulator *MF*.

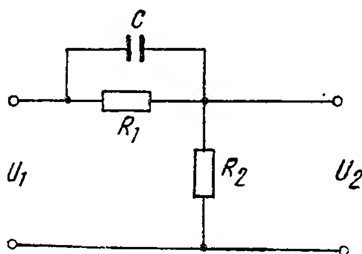


Fig. 11.47. Schema de principiu a unui circuit de dezaccentuare.

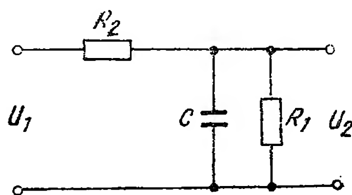


Fig. 11.48. Schema de principiu a unui circuit de accentuare.

Datorită particularităţilor sistemului de modulaţie în frecvenţă, calitatea semnalului obţinut la ieşirea etajului demodulator *MF* este superioară celui obţinut la ieşirea etajului demodulator *MA*. Din acest motiv de obicei etajele de *AF* ale radioreceptoarelor *MF* sînt proiectate astfel încît să păstreze aceste calităţi ale semnalului (adică trebuie să aibă un factor de distorsiuni de neliniaritate mult mai redus, o bandă mult mai largă,o dinamică mult mai bună etc.).

Capitolul 12

RADIORECEPTOARE SPECIALE

A. GENERALITĂȚI

În cadrul acestui capitol vor fi analizate radioreceptoarele de trafic, radioreceptoarele pentru bandă laterală unică, radioreceptoare pentru autovehicule și radioreceptoarele stereofonice.

● **Radioreceptoare de trafic** se utilizează în radiocomunicațiile cu caracter profesional cum sînt : traficul poștal și telegrafic, transportul feroviar, naval și aerian, sau pentru radioamatorism, fonie și telegrafie.

Radioreceptoarele de trafic sînt în general aparate cu performanțe superioare radioreceptoarelor pentru radiodifuziune. Posibilitățile lor de recepție nu se limitează la modulația de frecvență și de amplitudine, cu radioreceptoarele de trafic putîndu-se recepționa și telegrafia nemodulată (de tip A_1), telegrafia modulată (de tip A_2), telefonia (de tip A_3) fotofaximile, (de tip A_4), telegrafia cu deviație de frecvență (de tip F_1).

Radioreceptoarele de trafic sînt în general aparate care trebuie să asigure o mare siguranță și stabilitate în funcționare.

● **Radioreceptoarele de bandă laterală unică** (*BLU*) se impun din ce în ce mai mult datorită avantajelor pe care le are acest sistem de legătură în special datorită folosirii raționale a spectrului de frecvență.

Aspectele energetice constituie un avantaj suplimentar prin economia de energie pe care o permit, asigurînd aceleași performanțe la recepție, cu o energie de 10—16 ori mai mică decît în radiodifuziunea clasică cu două benzi laterale. Caracteristica acestui tip de emisiuni o constituie și faptul că în pauză nu se transmite nici o energie.

Dacă înlocuirea sistemelor clasice cu sistemul de bandă laterală unică este încă la început, utilizarea lui în radiocomunicațiile profesionale ca : agențiile de presă, legăturile de serviciu externe, marina și aviația civilă etc. este consacrată în mod definitiv.

● **Radioreceptoarele pentru autovehicule, pentru radiodifuziune,** cît și **cele cu utilizări speciale** au anumite particularități constructive datorită cunoașterii condițiilor specifice de recepție în automobil.

Ecranarea formată de caroseria metalică a automobilului, variațiile de cîmp electromagnetic în timpul mișcării, variații care pot fi foarte rapide la deplasarea în centre urbane, prezența instalației electrice proprie automobilului alcătuită din sistemul de aprindere, ștergătoarele de parbriz, turbina pentru climatizare etc., în imediata vecinătate a radioreceptorului, constituie condiții deosebite în care trebuie să funcționeze receptorul. La acestea se adaugă condițiile climatice severe și vibrațiile mecanice la care

este supus radioreceptorul. Toate aceste aspecte justifică faptul că radioreceptoarele pentru autovehicule constituie o categorie aparte de cele clasice staționare și portabile.

● **Radioreceptoarele stereofonice** constituie o categorie aparte față de cele clasice, chiar și față de cele prevăzute cu gamă de unde ultrascurte (pentru recepție monofonică).

Stereofonia, o ramură mai recentă a electroacusticii, constituie o treaptă superioară de înregistrare și redare a sunetului. Dacă problemele legate de aspectele de joasă frecvență ale stereofoniei sînt rezolvate, realizîndu-se pe scară industrială discuri, picupuri și magnetofoane stereofonice echipate cu amplificatoarele necesare, problema transmiterii prin radio și a recepției emisiunilor stereofonice nu a ajuns încă într-o fază definitivă, astăzi utilizîndu-se pe scară internațională mai multe metode.

Cu atît mai mult cu cît și la noi în țară se efectuează emisiuni de radiodifuziune stereofonică este utilă cunoașterea aspectelor specifice radioreceptoarelor prevăzute cu această posibilitate.

B. RADIORECEPTOARE DE TRAFIC

În general radioreceptoarele de trafic se pot clasifica în trei mari categorii : *staționare*, *mobile* și *portative*. Cele staționare sînt mai numeroase, fiind uneori utilizate într-un complex de instalații, care trebuind să asigure o funcționare neîntreruptă sînt rezervate 100%, prevenind astfel orice întreruperi. La acestea nu se impun restricții de gabarit cum se impun celor mobile și în special celor portabile. Există o varietate mare de radioreceptoare de trafic, unele recepționînd un singur tip de emisiuni, altele putînd recepționa diferite tipuri de emisiuni.

Cele mai răspîndite radioreceptoare de trafic sînt cele pentru trafic general, care vor fi analizate mai amănunțit, în special etajele care diferă de cele ale radioreceptoarelor pentru radiodifuziune.

1. PERFORMANȚELE GENERALE ALE RADIORECEPTOARELOR DE TRAFIC

Performanțele receptoarelor de trafic sînt adeseori diferite de cele ale receptoarelor de radiodifuziune și în general superioare acestora.

● **Puterea de ieșire.** La radioreceptoarele de trafic puterea nominală de ieșire variază mult în funcție de tipul aparatului (portativ mobil sau staționar) și de condițiile în care este pus să funcționeze (ieșire pe linie, cască sau difuzor). Astfel, unele radioreceptoare portative construite numai pentru ieșire pe cască au o putere nominală de ieșire de 1 mW, în timp ce unele receptoare realizate și pentru ieșire pe difuzor pentru recepționarea programelor de radiodifuziune au o putere de ieșire de ordinul waților.

● **Sensibilitatea.** Admițînd un raport *semnal/zgomot* minim de 10 dB se poate ajunge la sensibilități mai bune de 1 μV prin utilizarea tranzistoarelor cu zgomot redus în schema de amplificare cu bună stabilitate. În general stabilitatea se obține și prin faptul că la radioreceptoarele de trafic se folo-

seşte dubla schimbare de frecvenţă pentru considerente care vor fi analizate. Aceasta permite repartizarea amplificării pe mai multe blocuri. Reglarea manuală a sensibilităţii se efectuează de obicei separat în *RF* şi *FI* cu un potenţiometru şi în *AF* cu alt potenţiometru. Uneori se prevede reglare separată numai pentru etajele de *RF*.

Radioreceptoarele de trafic sînt prevăzute cu posibilitatea deconectării *RAA*-ului în cazul telegrafiei transmise manual în codul Morse, cînd frecvenţa de manipulare este prea mică.

● **Selectivitatea.** Problema selectivităţii este de cea mai mare importanţă, deoarece se cere o atenuare mare pentru frecvenţa imagine, frecvenţa intermediară, canalul adiacent superior şi inferior etc. De asemenea, datorită faptului că în funcţie de tipul emisiunii recepţionate banda de trecere necesară a radioreceptorului este diferită, trebuie asigurată realizarea unei selectivităţi variabile cu o bandă care să se schimbe în limite largi, păstrînd o atenuare mare pentru semnalele situate în imediata vecinătate a canalului recepţionat.

Banda de trecere necesară pentru diferite tipuri de emisiuni este :
0,2...0,5 kHz telegrafie nemodulată (de tip A_1) ;
1,5...2 kHz telegrafie modulată (de tip A_2) ;
1,5...2 kHz telegrafie cu deviaţie de frecvenţă (de tip F_1) ;
2,6...5,5 kHz telefonie (de tip A_3 cu *BLU*) ;
4,5... 12 kHz radiodifuziune cu *MA*.

Pentru satisfacerea acestor cerinţe se folosesc în frecvenţa intermediară mai multe circuite cuplate, deci un număr mai mare de etaje a căror stabilitate se asigură prin limitarea amplificării pe etaj.

La radioreceptoarele de trafic cu dublă schimbare de frecvenţă se obţin pentru frecvenţa imagine, frecvenţa intermediară şi alte frecvenţe, care pot produce interferenţe supărătoare, atenuări mai mari de 60 dB putînd ajunge la 100 dB.

● **Stabilitatea de frecvenţă.** Stabilitatea de frecvenţă a radioreceptoarelor de trafic trebuie să fie mai bună de 10^{-5}, ceea ce impune condiţii speciale oscilatorului sau oscilatoarelor locale. În cazul recepţiei emisiunilor de tip A_1 se cere o stabilitate bună pentru toate oscilatoarele, dar în special pentru primul oscilator local.

Pentru recepţia aurală a telegrafiei de tip A_1 este necesar ca stabilitatea de frecvenţă să fie mai bună de 100 Hz.

Dacă se admite o deviaţie absolută de frecvenţă de 100 Hz pentru un semnal avînd frecvenţa purtătoare de 23 MHz, rezultă pentru oscilatorul local necesitatea unei stabilităţi de frecvenţă :

$$\frac{\Delta f_{OL_1}}{f_{OL_1}} = \frac{100}{25 \cdot 10^6} = 4 \cdot 10^{-6}. \qquad (12.1)$$

Conform relaţiei (12.1) f_{OL_1} este de 25 MHz, deoarece s-a presupus că prima frecvenţă intermediară are o frecvenţă centrală de 2 MHz. O astfel de stabilitate se poate obţine numai dacă se utilizează un oscilator cu cuarţ montat în termostat. Folosirea acestuia este justificată în cazul recepţionării unor staţii cu frecvenţă fixă bine determinată.

Pentru asigurarea unei bune stabilități a oscilatoarelor cu frecvență variabilă utilizate în receptoarele de trafic se iau anumite măsuri speciale cum sînt :

— realizarea unui montaj rigid, cu bobine pe carcase din calit și condensatoare fixe de acord termocompensate, plasate departe de sursele de căldură ;

— realizarea unui montaj pe baza unei scheme de mare stabilitate, reducerea raportului între frecvența maximă și minimă la valori cuprinse între 1,5. . .2, aceasta făcînd ca și condensatorul să fie mai stabil ;

— utilizarea unor tranzistoare sau tuburi oscilatoare cu panta mare, alimentate cu tensiune stabilizată ;

— realizarea cît mai rigidă și fără jocuri a mecanismului de transmitere al rotirii condensatorului variabil.

Unele radioreceptoare de trafic sînt prevăzute în mod suplimentar cu extensie de bandă pentru a ușura acordul. Determinarea acordului corect se face cu ajutorul unui instrument (*S*-metru) într-un montaj de tipul celui prezentat la cap. 14.

În cele ce urmează vor fi prezentate schemele bloc utilizate pentru radioreceptoarele de trafic cu una sau două schimburi de frecvență și montaje specifice acestora.

2. RADIORECEPTOARE PENTRU TRAFIC GENERAL CU O SINGURĂ SCHIMBARE DE FRECVENȚĂ

Schema-bloc a radioreceptorului de trafic general este prezentată în figura 12.1.

Pentru asigurarea selectivității și sensibilității necesare, în majoritatea radioreceptoarelor de trafic general se utilizează două etaje de amplificare în *RF*. În acest mod se asigură și un raport *semnal/zgomot* mai bun și o atenuare corespunzătoare a frecvenței imagine. Chiar în banda de 10 m se poate asigura prin circuitele de *RF* situate înaintea schimbătorului de frecvență o atenuare a semnalului de frecvență imagine de minimum 30 dB, atenuare care ajunge în gama undelor lungi la mai mult de 100 dB.

Etajele amplificatoare de *RF* trebuie să aibă o amplificare cît mai constantă în bandă, care poate fi controlată de aceeași tensiune de *RAA*, ca și etajele de *FI*, sau de o tensiune obținută separat.

Pentru o mai bună stabilitate a frecvenței oscilatorului local, acesta este realizat cu un tranzistor separat.

În cazul telegrafiei de tip F_1 (cu deviație de frecvență) se emite de fapt succesiv pe două frecvențe f_1 și f_2 care diferă cu 400. . .2 000 Hz între ele. Acest sistem este denumit și cu pauză activă. Pentru ca la detecție să apară două tonuri corespunzătoare frecvențelor f_1 și f_2, se aplică detectorului, în afara semnalelor de la ieșirea din etajele de *FI* și semnalul de la un oscilator de bătăi.

Frecvența acestui oscilator este variabilă și egală cu :

$$f_{OB} = f_i \pm 1 \ldots 5 \text{ kHz} \qquad (12.2)$$

unde f_i este frecvența intermediară. Din diferența dintre f_i și f_{OB} rezultă un semnal din domeniul audiofrecvenței. După cum se vede din schema-bloc, tensiunea de *RAA* se aplică separat pe etajele amplificatoare de *RF* cu o întîrziere mai mare decît la etajele de *FI*. Uneori, pentru o eficacitate

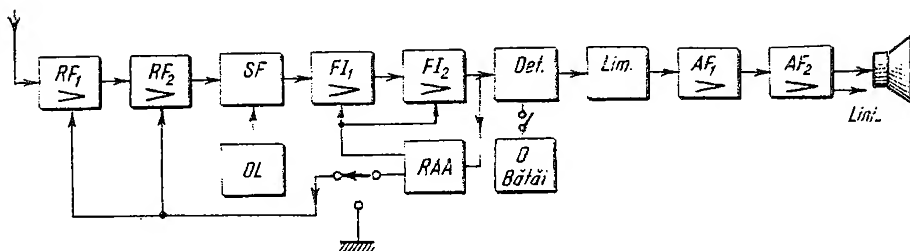


Fig. 12.1. Schema-bloc a radioreceptorului de trafic cu o singură schimbare de frecvenţă.

mai bună se foloseşte sistemul de *RAA* cu amplificare. Faptul că sistemul de *RAA* nu scade amplificarea în *RF* decît la semnale cu amplitudine care depăşesc o anumită valoare asigură păstrarea unui raport *semnal/zgomot* bun. Dacă *RAA*-ul s-ar aplica şi amplificatorul de *RF*, semnalul ar ajunge la etajul de amestec (mixer) cu un nivel mai mic, astfel încît ar conta zgomotul acestuia.

Pentru păstrarea stabilităţii oscilatorului local, tensiunea de *RAA* nu se aplică schimbătorului de frecvenţă.

Amplificatorul de *FI* conţine de obicei două etaje, care asigură obţinerea unei selectivităţi variabile.

Limitatorul de perturbaţii de la ieşirea detectorului asigură o recepţie satisfăcătoare, chiar în prezenţa unor perturbaţii puternice (după cum se arată în cap. 14 limitatorul se reglează pentru a limita semnale perturbatoare care depăşesc amplitudinea maximă a semnalului util corespunzătoare modulaţiei maxime).

La ieşirea amplificatorului de *AF*, care de obicei conţine două etaje, există un difuzor de control şi borne pentru conectarea unei linii cu impedanţă de 600 Ω.

3. RADIORECEPTOARE PENTRU TRAFIC GENERAL CU DUBLĂ SCHIMBARE DE FRECVENŢĂ

Problema interferenţei provocată de frecvenţa imagine este de mare importanţă în radioreceptoarele de trafic care trebuie să funcţioneze cu performanţe bune pînă în gama de 10 m. De aceea în multe cazuri se utilizează dubla schimbare de frecvenţă.

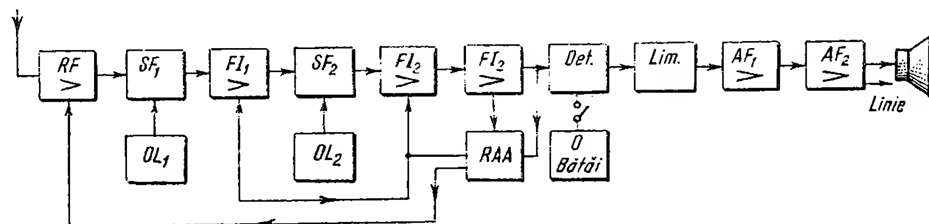


Fig. 12.2. Schema-bloc a radioreceptorului de trafic cu două schimbări de frecvenţă.

Prima frecvență intermediară (FI_1) este de circa 2 MHz, iar cea de-a doua frecvență intermediară (FI_2) de circa 125 MHz sau preferabil circa 460 kHz. Se obține astfel o bună atenuare a frecvenței imagine în prima frecvență intermediară, chiar dacă selectivitatea acesteia este mai mică (de exemplu 55 dB pentru o frecvență de semnal de 20 MHz) și o selectivitate bună asigurată în special de circuitele din etajele corespunzătoare celei de-a doua frecvențe intermediare.

La cea de-a doua schimbare de frecvență, oscilatorul local f_{OL_2} are frecvența mai mare decît frecvența intermediară f_{i_1} rezultată după prima schimbare de frecvență.

Deci :

$$f_{OL_1} - f_{i_1} = f_s,$$
$$f_{OL_2} - f_{i_2} = f_{i_1}. \qquad (12.3)$$

Performanțele care se obțin cu radioreceptoarele cu dublă schimbare de frecvență sînt superioare celor cu o singură schimbare de frecvență.

4. MONTAJE SPECIFICE RADIORECEPTOARELOR DE TRAFIC

a. Amplificator de frecvență intermediară

Receptoarele de trafic impun necesitatea realizării unei selectivități variabile pentru a se putea recepționa emisiuni de tipul celor menționate la punctul 1 și care necesită fiecare lărgimi de bandă diferite. Acționînd simultan asupra mai multor circuite cu clape din amplificatorul de frecvență intermediară, se pot realiza benzi de trecere avînd la 3 dB benzi între 500 Hz și 9 kHz, realizate în mai multe trepte.

Telegrafia de tip A_1 necesită o selectivitate deosebită pentru obținerea căreia trebuie utilizate în frecvență intermediară filtre cu cuarț. Un cristal cu cuarț are un circuit echivalent cu cel din figura 12.3 care prezintă o rezonanță serie la frecvența f_s și o rezonanță derivație la frecvența f_d.

Cristalul de cuarț este folosit în amplificatoare de frecvență intermediară, fie într-o schemă cu selectivitate fixă ca în figura 12.4, *a*, fie într-o schemă cu selectivitate variabilă, ca în figura 12.4, *c*. Prin utilizarea cristalului de cuarț se obține o selectivitate echivalentă cu aceea a unui circuit oscilant, cu un factor de calitate de ordinul miilor. În figura 12.4, *b* este prezentat circuitul echivalent al filtrului cu cuarț și condensatorul de neutrodinare C_N.

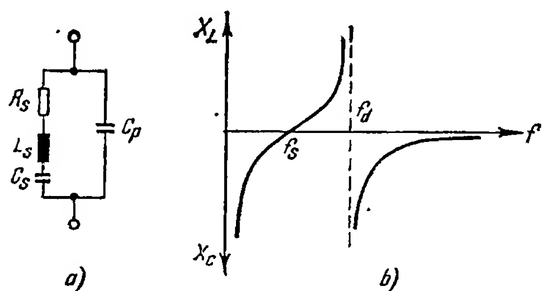


Fig. 12.3. Circuitul echivalent al cristalului de cuarț :
a – schema echivalentă; *b* – variația reactanței în funcție de frecvență.

Modificînd impedanța circuitului de ieșire al filtrului sau odată cu aceasta și pe aceea a circuitului de intrare,

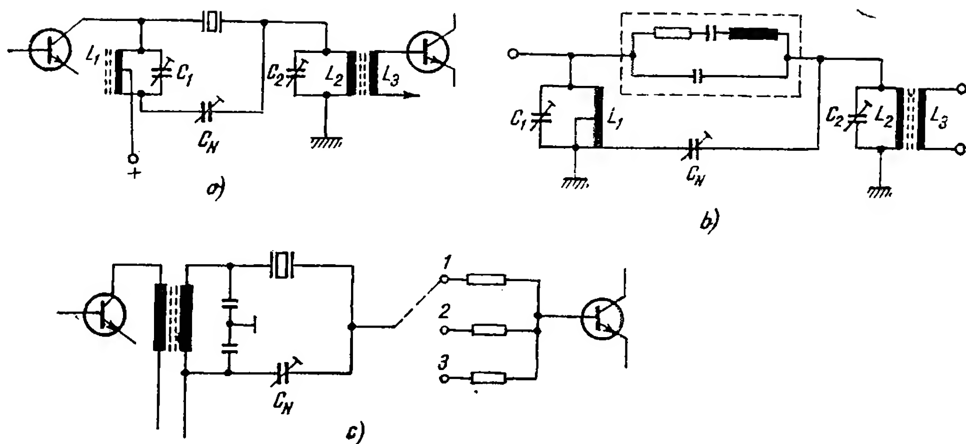


Fig. 12.4. Amplificator de frecvență intermediară, cu filtru cu cuarț

a – schema cu selectivitate fixă; *b* – circuitul echivalent al filtrului; *c* – schema cu selectivitate variabilă.

se poate regla selectivitatea filtrului cu cuarț. Modificarea impedanței de ieșire se poate realiza prin schimbarea prizei pe inductanța de ieșire din filtru sau prin modificarea rezistenței de sarcină a filtrului (fig. 12.4, *c*).

b. Amplificator de audiofrecvență

Pentru îmbunătățirea raportului *semnal/zgomot* și micșorarea efectului interferențelor care pot să apară în etajele schimbătoare de frecvență și la detecție, în amplificatoarele de audiofrecvență ale radioreceptoarelor de trafic, se introduce un filtru trece-bandă acordat pe 1 kHz, ca în schemele din figura 12.5.

Dacă între anodul tubului final de *AF* T_2 și grila de comandă se conectează un circuit în dublu T format din C_1, C_2, R_3 și R_1, R_2, C_3 (fig. 12.5, *a*) reglat pe frecvența de 1 kHz, reacția negativă aplicată prin acest circuit va fi mare pe toate frecvențele din banda de trecere de *AF*, cu excepția frecvenței de acord a filtrului. Aceasta se datorește caracteristicii de transfer a circuitului în dublu T care oprește numai frecvența pe care acest circuit este acordat, avînd o selectivitate corespunzătoare necesităților arătate. Circuitul de reacție negativă se introduce prin închiderea întrerupătorului K_2 numai în cazul recepționării emisiunilor de tip A_1.

La unele radioreceptoare se utilizează filtre *LC* care pot fi : un circuit derivație montat ca sarcină în circuitul anodic al primului etaj amplificator de *AF* sau un circuit serie montat între cele două etaje. Circuitul derivație face ca etajul să nu amplifice decît pe frecvența de acord (1 kHz), în timp ce circuitul serie face ca pe grila celui de-al doilea etaj să nu ajungă decît semnalul corespunzător frecvenței de acord a circuitului serie. În general nu este necesară utilizarea unui filtru cu mai multe celule.

Cînd se recepționază o emisiune vorbită este de dorit, pentru mărirea inteligibilității, să se atenueze frecvențele joase din spectrul de *AF*. Aceasta

se obține în montajul din figura 12.5, *a* prin introducerea condensatorului C_5 în serie cu condensatorul de cuplaj (comutatorul K_1 deschis). Valoarea capacității condensatorului C_5 este astfel aleasă încît să producă atenuarea frecvențelor mai mici de 1 kHz. Cînd se recepționează un program de radiodifuziune și este necesară o caracteristică de frecvență cît mai liniară, con-

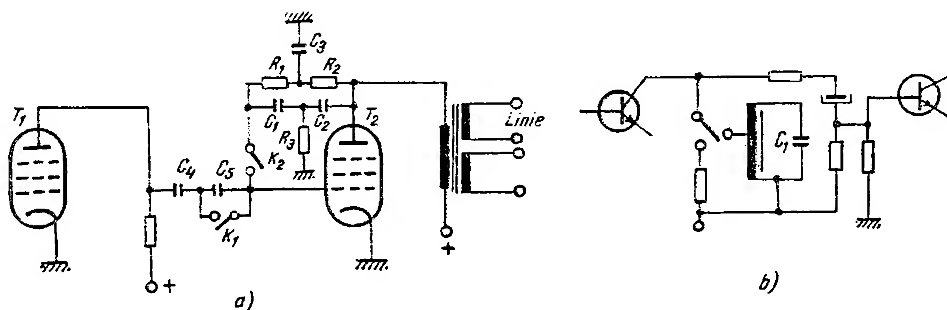


Fig. 12.5. Amplificatorul de *AF* cu filtru de joasă frecvență:
a — cu rețea de reacție în dublu T; *b* — cu filtru *LC* derivație.

densatorul C_5 se scoate din circuit prin închiderea întrerupătorului K_1. Condensatorul de cuplaj C_4 are o valoare mare, pentru a nu introduce distorsiuni de frecvență.

În figura 12.5, *b* este reprezentat un montaj cu o bobină din miez cu ferită, cu un factor de calitate de circa 15, acordată cu condensatorul C_1 pe frecvența de 1 kHz. În cazul recepției emisiunilor telefonice de tip A_3 circuitul acordat este eliminat cu ajutorul comutatorului K.

c. Limitator de impulsuri perturbatoare

Perturbațiile sub formă de impulsuri afectează calitatea recepției, putînd provoca pierderea unei părți din mesajul recepționat, indiferent de faptul că acesta este perceput direct sau este înscris, prin una din metodele utilizate în acest scop.

În afara dispozitivelor de limitare a perturbațiilor prezentate în cap. 14, în unele radioreceptoare de trafic se utilizează montajul din figura 12.6 care are rolul de a bloca receptorul de durată impulsului perturbator. După primul sau al doilea etaj de *FI* (T_1) se extrage o tensiune care este amplificată în mod suplimentar de tubul T_2, în anodul căruia este montat circuitul acordat L_1C_1 cuplat cu inductanța circuitului secundar L_2. Detecția se realizează cu diodele D_1 și D_2, grupul de detecție fiind format de C_2R_1. Diodele sînt blocate de tensiunea pozitivă aplicată pe catod prin potențiometrul P. Cînd amplitudinea semnalului de *FI* aplicat diodelor D_1 și D_2 depășește tensiunea pozitivă de pe catod, diodele se deschid și pe rezistența de detecție R_1 apare o tensiune negativă, proporțională cu amplitudinea semnalului perturbator de la intrare. Această tensiune se aplică pe supresorul tubului amplificator de *FI* T_1 și îl blochează pe durata impulsurilor a căror amplitudine depășește valoarea semnalului. Pentru ca blocarea tubului T_1 și deci a întregului radioreceptor să nu dureze mai mult decît impulsul,

constantele de timp ale circuitului de detecție C_2R_1 și ale grupului de filtrare al supresorului C_3R_2 trebuie să fie mici, fără a putea scade sub o anumită valoare, deoarece filtrele de bandă lărgesc impulsul.

Acest montaj de eliminare a perturbațiilor de scurtă durată este foarte eficace în ceea ce privește perturbațiile industriale.

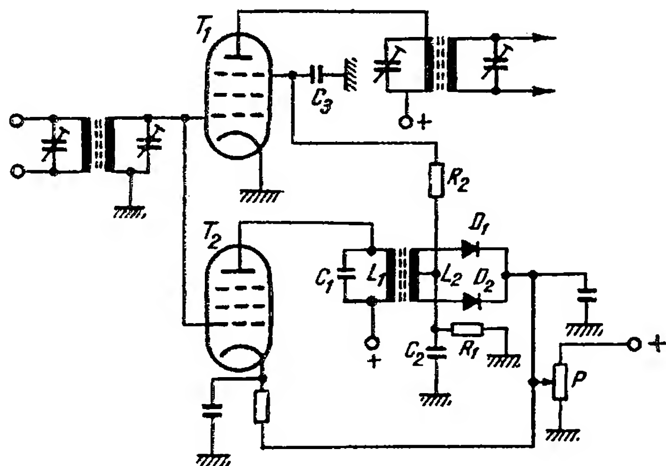


Fig. 12.6. Montaj pentru limitarea impulsurilor perturbatoare în frecvența intermediară.

Reducerea perturbațiilor pe durata întreruperii purtătoarei sau în absența modulației se realizează cu un dispozitiv denumit „Squelca" de tipul celui din figura 12.7. În funcționarea normală tensiunea de reglaj automat al amplificării aplicată pe baza tranzistorului T_1 reduce curentul de emitor al acestuia. Aceasta va micșora căderea de tensiune pe rezistența R_3 de pe care se aplică tensiunea de reglaj automat al amplificării altor tranzistoare. Curentul de emitor al tranzistorului T_1 trecînd prin potențiometrul P_1 polarizează baza tranzistorului T_3.

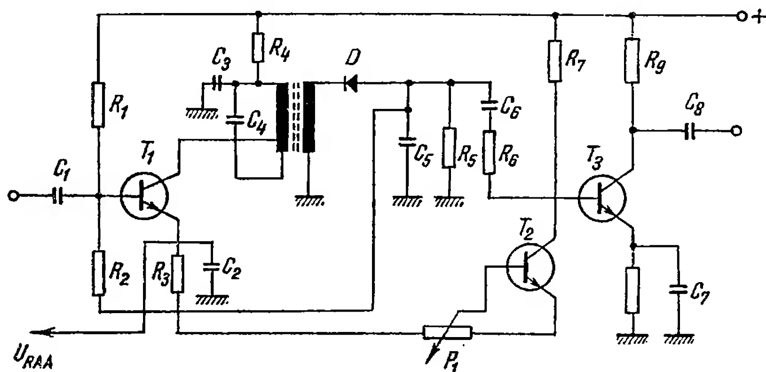


Fig. 12.7. Limitator de perturbații în absența purtătoarei.

Tranzistorul T_2 este polarizat normal pe bază, amplificînd semnalul de audiofrecvență rezultat la detecție. În absența purtătoarei recepționate pe baza tranzistorului T_1 se aplică de la detecție o tensiune mai puțin

negativă care face să crească curentul prin tranzistorul T_1 şi în consecinţă şi prin tranzistorul T_3. Aceasta are drept consecinţă scăderea tensiunii pe baza tranzistorului T_2 şi ca urmare micşorarea amplificării acestuia, astfel încît perturbaţiile care s-ar auzi în absenţa semnalului nu mai ajung la ieşire.

d. Sistemul de acord

În radiocomunicaţii profesionale care utilizează la recepţie radioreceptoare de trafic, este necesar să se poată acoperi domeniul de frecvenţe cuprins între 100 kHz şi 30 MHz. Datorită performanţelor deosebite pe care trebuie să le prezinte aceste receptoare, acoperirea acestei benzi largi de frecvenţe ridică probleme speciale. În general domeniul este împărţit într-un număr de subbenzi în interiorul cărora acordul se modifică continuu cu ajutorul condensatoarelor variabile de construcţie specială. Comutarea benzilor se realizează prin înlocuirea bobinelor care la unele receptoare se efectuează ca blocuri de acord interschimbabile.

Receptoarele de trafic cu dublă schimbare de frecvenţă, ca în figura 12.2, permit o mai bună acoperire a benzii de frecvenţe. Se pot adopta două variante :

— primul oscilator (OL_1) de frecvenţă variabilă şi al doilea oscilator (OL_2) stabilizat cu cuarţ pe frecvenţă fixă ;

— primul oscilator (OL_1) stabilizat cu cuarţuri egale ca număr cu acel al subbenzilor şi al doilea oscilator (OL_2) variabil.

Prima variantă are dezavantajul unei stabilităţi de frecvenţă necorespunzătoare şi lipsă de precizie în acord, cea de-a doua variantă evită aceste dezavantaje, însă necesită un număr mare de cuarţuri.

Varianta modernă utilizează pentru receptoarele de trafic un sintetizor de frecvenţă, care se bazează pe :

— utilizarea de multiplicări, divizări, însumări şi scăderi de frecvenţă ;

— sincronizarea unui oscilator cu armonicele oscilatorului de bază sau o combinaţie a acestora, ori cu frecvenţă rezultate prin multiplicare, divizare, însumare şi scădere.

e. Frecvenţa imagine

Pentru receptoarele de trafic, atenuarea frecvenţei imagine cu minimum 60 dB constituie o problemă de mare dificultate. Pentru atenuarea frecvenţei imagine, se utilizează următoarele soluţii :

— creşterea selectivităţii blocului de radiofrecvenţă de la intrarea receptorului ;

— utilizarea dublei schimbări de frecvenţă ;

— utilizarea triplei schimbări de frecvenţă.

5. RADIORECEPTOR PENTRU TELEGRAFIE CU DEVIAŢIE DE FRECVENŢĂ (TIP F_1)

La acest tip de telegrafie se transmit două frecvenţe de lucru f_1 şi f_2 care diferă între ele cu cca 1 kHz. Frecvenţa f_1 corespunde impulsurilor active şi f_2 intervalelor de pauză. Sistemul acesta prezintă avantajul reducerii efectului perturbaţiilor şi fadingului.

La receptorul de trafic rezultă la detecţie două frecvenţe joase care se separă cu filtre sau cu un discriminator de joasă frecvenţă, transformîndu-se apoi, cu ajutorul unui releu polarizat, în impulsuri de curent continuu care se transmit pe linie.

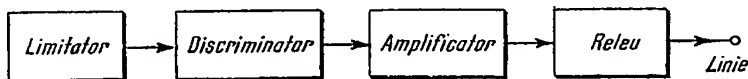


Fig. 12.8. Schema-bloc a părţii de recepţie pentru telegrafia F_1 cu separare cu discriminator.

În figura 12.8 este prezentată schema cu discriminator în joasă frecvenţă.

C. RADIORECEPTOR PENTRU BANDĂ LATERALĂ UNICĂ (BLU)

Un semnal de radiofrecvenţă modulat în amplitudine are expresia analitică :

$$u_m = U_m(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega t \tag{12.5}$$

sau

$$u = U_m \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_m \cos 2\pi (f_0 + f_m)t +$$

$$+ \frac{1}{2} m\, U_m \cos 2\pi(f_0 - f_m)t \tag{12.6}$$

unde :

f_0 este frecvenţa purtătoare ;
f_m — frecvenţa de modulaţie ;
U_m — amplitudinea purtătoarei ;
m — gradul de modulaţie.

Se constată că oricare din cele două benzi laterale conţine informaţiile referitoare la semnalul de modulaţie.

Comparînd semnalele *MA-BLU* cu semnalele *MA* rezultă următoarele avantaje ale folosirii modulaţiei de amplitdudine cu bandă laterală unică :

— cîştigul de putere care se obţine în cazul folosirii semnalelor *MA-BLU* în locul semnalelor *MA* este egal cu patru ;

— spectrul de frecvenţă este de două ori mai îngust decît la semnalul *MA*, ceea ce permite îngustarea la jumătate a benzii de trecere a receptorului şi deci micşorarea de două ori a puterii zgomotelor de la intrarea receptorului *MA-BLU*.

— atenuările selective duc la *MA* la reducerea semnalului de la ieşirea receptorului şi la apariţia unor distorsiuni specifice. La *MA-BLU* probabilitatea atenuării selective a diferitelor componente este mai mică ;

— în condiţiile unui nivel ridicat de perturbaţii *MA-BLU* este mult mai stabilă la perturbaţii decît *MA*.

În concluzie se poate spune că în cazul egalităţilor puterilor de vîrf a două emiţătoare, modulaţia cu bandă laterală unică asigură în comparaţie

cu cea de amplitudine un cîştig de putere medie a semnalului de la ieşirea receptorului de 8...16 ori. În radiocomunicaţiile cu *MA* banda de frecvenţe a canalului de legătură este folosită cel puţin de două ori mai prost în comparaţie cu *MA-BLU*.

Radioreceptorul pentru emisiuni cu bandă laterală unică trebuie să menţină constantă frecvenţa purtătoarei refăcute, şi deci a oscilatoarelor locale, deoarece modificarea acesteia duce la schimbări în frecvenţele de audiofrecvenţă de la ieşire. Deci se impune folosirea oscilatoarelor stabilizate cu cristale cu cuarţ sau a sintetizoarelor de frecvenţă.

Selectivitatea receptorului trebuie să fie astfel încît să asigure o bandă de două ori mai mică decît la recepţia *MA* pentru evitarea perturbaţiilor cu canalele adiacente.

În schema-bloc din figura 12.9 sînt prezentate etajele receptorului pentru emisiuni *MA-BLU* începînd cu primul amplificator de frecvenţă intermediară, etajele precedente acestuia fiind similare cu ale unui receptor de trafic pentru emisiuni *MA*.

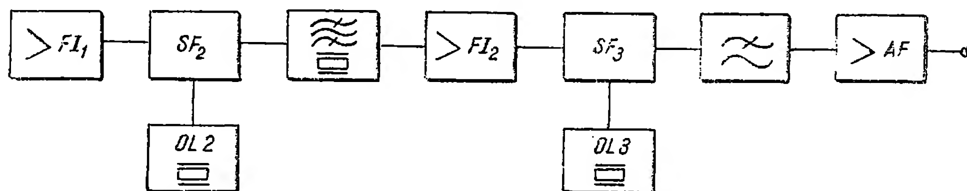


Fig. 12.9. Schema-bloc a receptorului *BLU*.

Celui de-al doilea schimbător de frecvenţă i se aplică semnalul de la un oscilator cu cuarţ sau de la sintetizorul de frecvenţă comun cu primul oscilator local.

Urmează un filtru cu cuarţ cu caracteristică corespunzătoare recepţiei semnalelor cu bandă laterală unică, asigurînd selectivitatea necesară. Urmează amplificarea pe cea de-a doua frecvenţă intermediară şi apoi cea de-a treia schimbare de frecvenţă. Cel de-al treilea oscilator local este de asemenea stabilizat cu cuarţ. Urmează un filtru trece jos (efectul de audiofrecvenţă) şi un amplificator de audiofrecvenţă.

D. RADIORECEPTOARE PENTRU AUTOVEHICULE

1. PARTICULARITĂŢI FAŢĂ DE RADIORECEPTOARELE FIXE ŞI PORTABILE

Principial un radioreceptor pentru autovehicul nu este diferit de un radioreceptor de uz casnic, însă datorită condiţiilor speciale în care este pus să lucreze (cap. 12, pct. A) prezintă unele particularităţi esenţiale:

- Constructiv, trebuie să fie compact şi robust pentru a putea rezista la vibraţiile inerente pe care trebuie să le suporte în deplasarea autovehiculului. Difuzorul se montează de obicei separat.

● Pentru reducerea la maximum a efectului cîmpurilor parazitare radioreceptorul trebuie să fie ecranat.

● Datorită zgomotului fonic în incinta autovehiculului în timpul funcționării motorului și a condițiilor specifice, puterea de ieșire trebuie să fie de minimum 2 W

● Reglajul automat al amplificării trebuie să fie foarte eficace pentru a compensa variațiile mari ale intensității cîmpului electromagnetic care se produc în timpul deplasării autovehiculului.

● Antena exterioară neputînd fi prea mare radioreceptorul trebuie să aibă o sensibilitate mare. Antenele de ferită nu pot fi utilizate fiind directive.

● Din punctul de vedere al condițiilor climatice, trebuie să reziste la variații mari de temperatură și de umiditate.

● Circuitele de intrare trebuie să fie protejate contra sarcinile electrostatice rezultate ca urmare a frecării antenei de aerul uscat în timpul deplasării autovehiculului.

● Alimentarea cu energie electrică diferă după cum receptorul este cu tuburi sau cu tranzistoare. Pentru ambele variante a fost prezentat blocul de alimentare în capitolul 10. În mod suplimentar trebuie prevăzute filtre la intrarea alimentării care să fie eficace la perturbații care rămîn chiar în urma deparazitării circuitelor electrice ale autovehiculului.

● Manipularea radioreceptorului trebuie să fie cît mai simplă, cu cel mult două butoane și claviatură pentru a nu distrage atenția conducătorului auto la punerea în funcțiune a autovehiculului, sau la trecerea de pe o stație recepționată pe alta. Sînt recomandabile receptoarele prevăzute cu butoane cu acord fix. Acordul cicuitelor de intrare, de semnal și de oscilator se realizează în general cu variometrul adoptat atît din considerente electrice, cît și mecanice.

ANTENA DE AUTOVEHICUL

Antena pentru autovehicul este exterioară și nu poate depăși 1...1,5 m înălțime. Înălțimea efectivă a antenei este mică de ordinul 10...15 cm din cauza înălțimii reduse și a lipsei contragreutății.

Legătura între antenă și radioreceptor se realizează cu un cablu coaxial de circa 1 m lungime, care este compensat din punct de vedere al capacității cu un condensator ajustabil montat la intrarea receptorului.

Antenele utilizate sînt telescopice, ridicarea lor putînd fi efectuată din afară manual sau din interior prin telecomandă. Antena se poate ridica și coborî automat la pornirea și oprirea radioreceptorului, cu ajutorul unui motor electric sau pneumatic.

3. SCHEMA-BLOC A RECEPTORULUI PENTRU AUTOVEHICULE

În figura 12.10 se constată că receptorul pentru autovehicule are etaj amplificator de radiofrecvență atît pentru partea de *MF*, cît și pentru cea de *MA*. Două din etajele de amplificare de frecvență intermediară sînt comune pentru *MA* și *MF*. Pentru unde ultrascurte (*MF*) de la ieșirea discriminatorului, se aplică semnalul de *CAF* pe oscilatorul local. Etajul

amplificator de radiofrecvenţă este controlat de *RAA* în blocul de *UUS*. Pentru partea de *MA*, reglajul automat al amplificării controlează atît etajele de frecvenţă intermediară, cît şi amplificatorul de radiofrecvenţă.

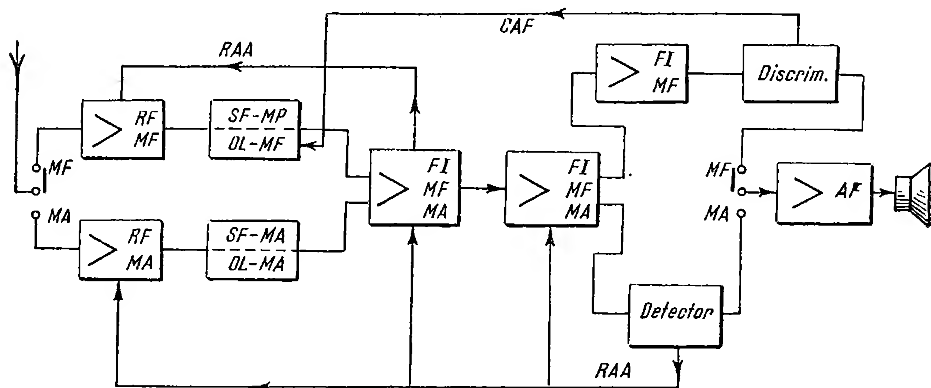


Fig. 12.10. Schema-bloc a receptorului pentru autovehicule.

Dacă radioreceptorul nu are amplificator de radiofrecvenţă pentru *MA*, se poate aplica reglajul automat de amplificare pe schimbătorul de frecvenţă, însă în acest caz, oscilatorul local trebuie să fie etaj separat.

E. RECEPŢIA RADIODIFUZIUNII STEREOFONICE

Stereofonia reprezintă o tehnică modernă de înregistrare şi reproducere a sunetului avînd ca scop crearea pentru ascultător a unei senzaţii cît mai fidele a sursei sonore originale.

Transmisiunile monofonice privează ascultătorul de aşa-numita „perspectivă sonoră" care este determinată de trei elemente:

— unghiul de ascultare sub care apare ascultătorului tabloul sonor fictiv pe care şi-l imaginează;

— rezoluţia stereofonică, adică localizarea subiectiv determinată a direcţiei în care se găsesc diversele elemente ale tabloului sonor fictiv;

— atmosfera acustică, adică producerea subiectivă a senzaţiei de a fi prezent în spaţiul în care se produce efectul sonor.

Utilizînd un singur canal, transmisiunile monofonice realizează perspectiva sonoră numai prin unghiul de ascultare, fiind lipsită de celelalte două elemente determinante, ceea ce are ca efect o redare lipsită de naturaleţe.

Procedeele pseudostereofonice caută să înlăture aceste dezavantaje ale recepţiilor monofonice, adoptînd anumite soluţii care vor fi prezentate în cele ce urmează.

Stereofonia reuşeşte, după cum vom vedea, ca prin introducerea unui al doilea canal să completeze „perspectiva" sonoră, permiţînd o redare de calitate a sunetului, ceea ce explică dezvoltarea pe care a avut-o în ultimii ani atît în ceea ce priveşte redarea stereo cu ajutorul discurilor şi benzilor magnetice, cît şi prin radiodifuziunea stereofonică. În prezent se transmit

emisiuni stereofonice de radiodifuziune bazate pe diferite sisteme care nu au fost încă definitiv standardizate. Pentru a putea înțelege modul de realizare a receptoarelor pentru radiodifuziunea stereofonică vom analiza întîi principiile de bază ale stereofoniei.

1. PRINCIPIILE DE BAZĂ ALE STEREOFONIEI

Organul care transformă unda sonoră în senzații sonore este urechea. Aceasta are posibilitatea de a determina direcția de unde vine sunetul. Pentru frecvențe mai mici de 1 000 Hz intervine diferența de timp rezultată din diferența de drum a propagării frontului undei sonore între cele două urechi. Pentru frecvențe mai mari de 1 000 Hz determinarea direcției sursei sonore depinde de diferența de intensitate.

Diferența de intensitate și de timp este percepută simultan de organul auditiv, creînd senzația de direcție.

În ceea ce privește deplasarea imaginii sonore, aceasta se face în stînga sau în dreapta axei de simetrie a capului ascultătorului, după cum semnalul este mai puternic la una din urechi.

Pentru semnale sinusoidale s-a constatat că precizia maximă de localizare a sursei de sunet se obține pentru frecvențe superioare celei de 5 kHz. Pentru frecvențe mai mici există o abatere în ceea ce privește determinarea direcției sursei sonore fictive, care va fi cu atît mai mare, cu cît frecvența va fi mai mică.

Procedeul stereofonic poate fi *multicanal* sau *bicanal*.

În urma studiilor și încercărilor experimentale făcute, s-a adoptat pentru radiodifuziunea stereofonică procedeul bicanal care reușește ca prin două informații distincte captate și reproduse în mod corespunzător să îmbunătățească în mod considerabil audiția pe partea de redare, atribuind acesteia un caracter natural.

Procedeul stereofonic bicanal de care ne vom ocupa permite, cu ajutorul a două difuzoare, crearea la ascultător a unor presiuni acustice cu amplitudini și fază asemănătoare cu acelea corespunzătoare unei audiții directe.

2. PROCEDEE PENTRU ÎNREGISTRAREA ȘI REDAREA STEREOFONICĂ

Procedeul bicanal poate fi realizat prin mai multe metode, dintre care trei sînt mai utilizate.

• **La procedeul A B** se utilizează două microfoane identice așezate la o distanță care variază între 20 cm și 2 m. Fiecare microfon corespunde unui canal. Datorită distanței dintre microfoane și caracteristicilor de directivitate apar diferențe de fază și de intensitate, ceea ce face ca acest procedeu să fie denumit și „de fază și intensitate“. Semnalele de la microfoane diferă în general între ele ca fază și amplitudine, efectul principal obținîndu-se prin diferența de fază între undele acustice incidente la fiecare din microfoane. Acest procedeu nu asigură o înregistrare stereofonică de calitate și nici nu permite transpunerea într-o înregistrare monofonică, datorită faptului că fiecare microfon nu captează întreg spectrul sonor și nici nu redă raportul real de intensități ale surselor de sunet. Procedeul AB nu satisface condițiile de compatibilitate, adică nu este posibil să obținem

un semnal monofonic prin însumarea informaţiilor separate provenite de la o înregistrare sau redare stereofonică.

● **La procedeul M S** se folosesc două microfoane cu caracteristici diferite. Microfonul *M*, cu caracteristica de directivitate în formă de cardioidă, are axa de sensibilitate maximă îndreptată spre sursa de sunet şi primeşte sunetul de pe axa din mijloc (fig. 12.11). Cel de-al doilea microfon *S* are caracteristica în formă de opt şi se instalează spre sursa de sunet primind undele laterale şi cele reflectate. Cele două microfoane se montează împreună astfel încît să nu apară decalaje de fază, ci numai diferenţe de nivel.

Microfonul *M* percepe informaţia completă, în timp ce microfonul *S* o percepe determinată de poziţia surselor de sunet. La ieşirea din cele două microfoane se face însumarea canalelor prin formarea sumei $M + S$ şi a diferenţei $M - S$ (fig. 12.12).

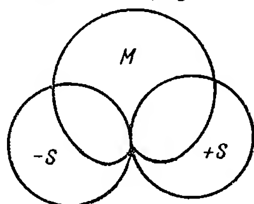


Fig. 12.11. Caracteristica de directivitate a microfoanelor la procedeul *MS*.

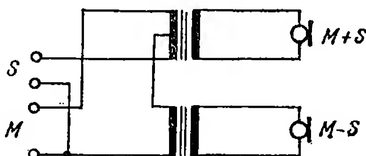


Fig. 12.12. Însumarea tensiunilor la ieşirea microfoanelor la procedeul *MS*.

Dacă sursa de sunet acţionează din faţă (sub un unghi de 0°C) ea produce în ambele canale aceleaşi tensiuni *M* care la redare dau senzaţia că sursa este situată între difuzoarele celor odua canale aşezate simetric faţă de acultător.

Dacă între sursă şi axa din mijloc este un unghi oarecare, în canalul din dreapta ne apare tensiunea $M + S$ şi în cel din stînga tensiunea $M - S$.

Procedeul *MS* prezintă avantajul de a fi compatibil, putîndu-se recepţiona informaţia integral printr-un singur canal, şi anume cel perceput de microfonul *M*. De asemenea şi din punct de vedere al redării stereofonice, ascultătorul are o senzaţie mai apropiată de cea pe care ar avea-o dacă ar asculta direct, decît în cazul metodei *AB*.

● **La procedeul X Y** se utilizează microfoane cu caracteristici de directivitate identice, amplasate astfel încît să permită captarea în condiţii optime a tuturor surselor de sunet. Microfoanele au axele decalate cu 90° (fig. 12.13) şi au caracteristica de directivitate în formă de cardioidă sau de opt.

Tensiunile de la ieşirea celor două microfoane se transmit fie direct, fie după însumare şi scădere ca la procedeul *MS*. Procedeul *XY* este şi el compatibil cu recepţia monofonică.

● **Procedeul pseudostereofonic.** Procedeul monofonic este un sistem cu un singur canal, la care informaţia de la sursa de sunet este percepută de unul sau mai multe microfoane şi este transmisă şi redată printr-un singur canal. În timp ce procedeul stereofonic creează iluzia de spaţiu, procedeul pseudostereofonic creează în special o senzaţie de prezenţă şi apropiere a soliştilor, fără a permite însă localizarea surselor de sunet.

S-a demonstrat experimental că prin combinarea unui semnal cu el însuşi după o întîrziere prealabilă de circa 50 ms se produce la urechea ascultătorului senzaţia existentă a două semnale diferite (sumă şi diferenţă).

Diferenţa de fază între semnalele care ajung la cele două urechi contribuie în mică măsură la producerea efectului stereofonic pentru care este determinată variaţia intensităţii cu frecvenţa. Efectul pseudostereofonic

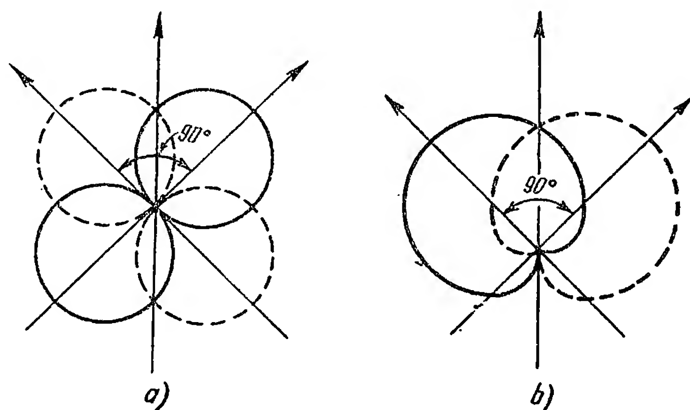


Fig. 12.13. Caracteristicile de directivitate la procedeul XY decalate la 90°:
a — în formă de cardioidă; *b* — în formă de opt.

se obţine combinînd semnalul iniţial cu unul întîrziat în spectrul frecvenţelor joase de AF (pînă la frecvenţa de 1,6 kHz). Limitarea benzii se obţine cu un flitru trece-jos.

Se utilizează două amplificatoare, dintre care unul amplifică frecvenţele joase şi celălalt frecvenţele înalte. În canalul de joasă frecvenţă se introduce un dispozitiv de întîrziere (fig. 12.14). Separarea celor două

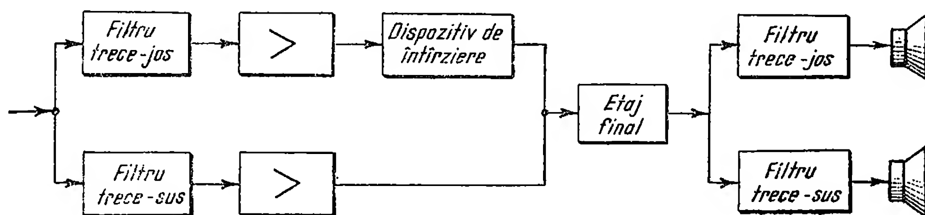


Fig. 12.14. Schema-bloc a montajului pentru obţinerea efectului pseudostereofonic.

canale se face prin filtru RC trece-sus şi trece-jos, montate la intrarea celor două amplificatoare. Pentru întîrzierea frecvenţelor inferioare se utilizează un circuit RLC montat la ieşirea amplificatorului de joasă frecvenţă. Deoarece amplificatorul final de AF este comun pentru ambele canale, în secundarul transformatorului de ieşire se montează filtre de separare a celor două benzi de frecvenţă. În figura 12.15 difuzorul D_1 redă numai frecvenţele joase, deoarece cele înalte nu pot ajunge la el datorită induc-

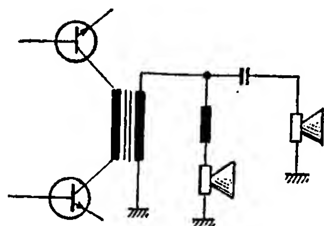


Fig. 12.15. Conectarea difuzoarelor prin filtre de separare la procedeul pseudostereofonic.

tanței L care are o reactanță mare pentru frecvențe care depășesc 1,5 kHz. Difuzorul D_2 va reda numai frecvențele înalte, deoarece cele joase nu trec prin condensatorul C, care are o reactanță mare pentru capătul inferior al benzii de frecvențe.

Pseudostereofonia, care poate fi realizată prin mijloace relativ simple în comparație cu stereofonia, poate produce în mod satisfăcător impresia de spațiu și de deplasare a sursei sonore, creînd în același timp ascultătorului senzația că se găsește în aceeași încăpere cu sursa.

3. RADIODIFUZIUNEA STEREOFONICĂ

Pentru difuzarea prin radio a programelor stereofonice, s-au imaginat multe sisteme, dintre care însă numai puține au aplicație practică.

La alegerea sistemului s-a avut în vedere, printre altele, satisfacerea următoarelor necesități :

— obținerea unor audiții stereofonice de înaltă calitate;

— compatibilitatea, în sensul că o emisiune stereofonică să poată fi recepționată monofonic cu un receptor clasic (avînd gama de *UUS*), fără o înrăutățire a calității, în comparație cu o transmisiune monofonică normală;

— calitatea audiției stereo trebuie să fie de înaltă fidelitate deci să adopte modulația de frecvență;

— canalele de audiofrecvență din receptor să fie identice și să aibă o diafonie redusă între ele;

— raportul *semnal/zgomot* la recepția stereo să nu difere mult ca valoare față de recepția monofonică;

— să ofere posibilitatea realizării receptoarelor stereofonice sau a adaptării celor existente la un preț convenabil. Lărgimea de bandă necesară pentru recepție stereo să nu depășească cu mult pe cel pentru recepție mono.

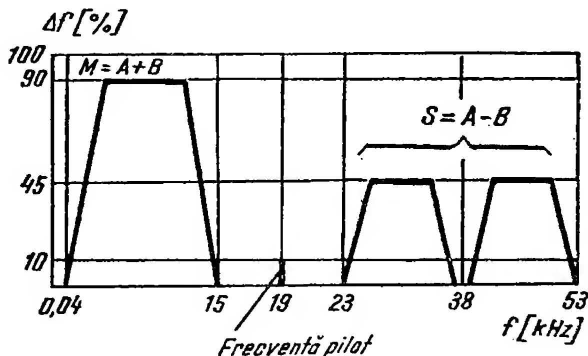


Fig. 12.16. Spectrul de frecvență al semnalului de la intrarea modulatorului.

Cea mai largă folosire o are în prezent sistemul cu frecvență pilot (în afară de U.R.S.S., unde se utilizează sistemul cu modulație polară).

Deoarece această lucrare nu tratează decît partea de recepție, se vor menționa numai caracteristicile semnalului emis la sistemul cu frecvență pilot pentru a putea înțelege caracteristicile pe care trebuie să le satisfacă un receptor pentru program stereofonic.

La acest sistem cu subpurtătoare *MA*, cu subpurtătoarea suprimată și cu semnal pilot, purtătoarea de *RF* este modulată în frecvență prin procedeele obișnuite de un semnal complex, denumit semnal multiplex, constituit dintr-un semnal compatibil *M*, semnalul pilot (de 19 kHz) și un semnal auxiliar stereo. După cum rezultă din figura 12.16 semnalul compatibil *M* este egal cu semisuma celor două semnale care conțin informația stereofonică : semnalul stîng *A* și semnalul drept *B* ocupînd o bandă de frecvență cuprinsă între 40 Hz și 16 kHz. Semnalul auxiliar stereo reprezintă produsul care rezultă din modulația în amplitudine a unei subpurtătoare auxiliare cu frecvența de 38 kHz de către un semnal *S* egal cu semidiferența semnalelor stîng *A* și drept *B* și din care subpurtătoarea a fost apoi aproape complet suprimată.

Deoarece banda de frecvență a fiecăruia dintre semnalele stîng și drept este cuprinsă între 40 Hz și 15 kHz banda din spectru, ocupată de semnalul auxiliar stereo, este cuprinsă între 23 și 53 kHz.

Recepția programelor stereofonice. Condițiile obținerii unei recepții stereofonice de calitate sînt mai severe decît cele pentru o recepție monofonică de calitate. Astfel, ca o consecință a benzii de frecvență mai mari pe care o necesită (circa 320 kHz, față de 210 kHz), raportul *semnal/zgomot* al receptorului se înrăutățește și distorsiunile neliniare din receptor influențează mai mult calitatea semnalului.

În figura 12.17 este prezentată schema-bloc a unui receptor pentru radiodifuziune stereo care are în plus față de un receptor pentru *UUS* monofonic decodorul stereo de la ieșirea discriminatorului și două canale independente de audiofrecvență.

Trebuie menționat în mod special că în cazul recepției programelor stereo se recomandă utilizarea antenelor exterioare cu mai multe elemente, în vederea îmbunătățirii raportului *semnal/zgomot* și eliminării efectelor nedorite produse de propagarea multiplă. Adeseori în variantele moderne radioreceptoarele stereo sînt construite din două unități independente : tunerul *MF* stereo și amplificatorul de audiofrecvență de înaltă fidelitate.

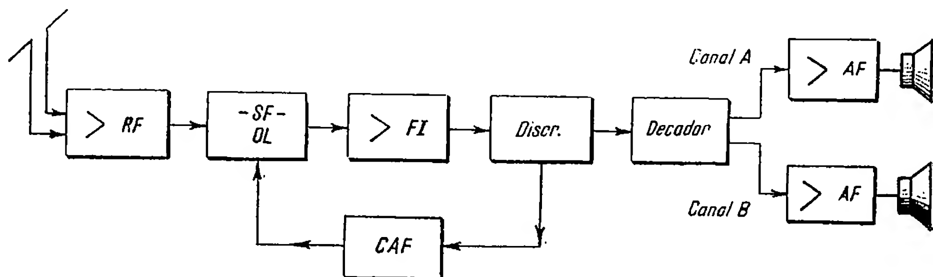


Fig. 12.17. Schema-bloc a radioreceptorului stereofonic.

Difuzoarele sînt montate în două incinte separate pentru a putea fi amplasate în mod corespunzător.

În cele ce urmează vor fi prezentate pe scurt părțile specifice radioreceptoarelor stereofonice.

● **Blocul de unde ultrascurte** din radioreceptorul stereofonic trebuie să se încadreze în particularitățile recepției semnalului multiplex stereo :

— lărgimea de bandă mai mare a spectrului ;

— înrăutățirea raportului *semnal/zgomot* ;

— posibilitatea apariției diafoniei.

Ținînd seama de aceste particularități se utilizează un amplificator de radiofrecvență cu tranzistoare cu un factor de zgomot cît mai mic, avînd la intrare un circuit care să asigure factorul de zgomot minim. Se utilizează în general montajul cu EC luîndu-se măsuri pentru asigurarea stabilității montajului. Pentru atenuarea semnalelor nedorite circuitul de sarcină al amplificatorului se realizează cu un filtru de bandă.

Schimbătorul de frecvență și oscilatorul sînt realizate cu tranzistoare independente pentru a se obține de la oscilator o tensiune constantă în banda de lucru și o stabilitate de frecvență cît mai bună. La schimbătorul de frecvență se urmărește obținerea unui zgomot minim și o funcționare care să evite producerea diafoniilor.

Acordul blocului de *UUS* se realizează în prezent cu diode varicap și uneori cu selector de posturi fixe. Pentru menținerea acordului corect se utilizează controlul automat al frecvenței în toate radioreceptoarele stereo pentru a evita apariția diafoniei și a distorsiunilor.

● **Amplificatorul de frecvență intermediară** trebuie să evite apariția diafoniei și a distorsiunilor armonice. De aceasta trebuie ținut seama la realizarea amplificatorului de frecvență intermediară și la alegerea filtrelor acestuia. Aceasta are drept consecință utilizarea de circuite cu factor de calitate mic, ceea de duce la un cîștig pe etaj relativ mic. Din acest motiv, receptoarele stereo au un număr mai mare de etaje de frecvență intermediară, decît receptoarele mono.

● **Reglajul automat de amplificare** în radioreceptoarele stereo trebuie să fie foarte eficace, motiv pentru care se aplică atît amplificatorul de radiofrecvență, cît și primului amplificator de frecvență intermediară, urmărindu-se ca ultimul etaj de frecvență intermediară să intre în limitare înainte de a începe să acționeze *RAA*-ul.

● **Limitarea modulației parazite de amplitudine** se realizează atît în ultimul etaj amplificator de frecvență intermediară, cît și în demodulatorul de frecvență pentru asigurarea unei recepții de calitate. Deoarece frecvența maximă de modulație de 53 kHz depășește pe cea de 16 kHz din transmisiunile monofonice, constanta de timp a limitatorului se alege mai mică de 8 microsecunde.

● **Demodulatorul de frecvență** utilizat în mod general este detectorul de raport datorită simplității și caracteristicilor sale : limitare eficace,distorsiuni de neliniaritate și de frecvență mici — detectorul se realizează în general cu o caracteristică liniară pe circa 500 kHz pentru a asigura performanțele necesare în banda utilă. În acest mod se evită apariția distorsiunilor care pot produce diafonii.

Specific recepției emisiunilor stereofonice este faptul că :

— nu pot fi utilizate circuite de dezaccentuare la ieșire din demodulatorul de frecvență din cauza apariției diafoniilor. Pentru îmbunătățirea raportului *semnal/zgomot* se utilizează circuite de preaccentuare pe fiecare din canalele *A* și *B* de la emisie și circuite de dezaccentuare la ieșirea fiecărui canal din decodorul stereo ;

— demodulatorul de frecvență introduce o diafonie a cărei valoare crește cu frecvența din spectrul audio.

● **Amplificatorul de audiofrecvență** al radioreceptorului stereo conține două amplificatoare de înaltă fidelitate identice din punct de vedere al caracteristicilor de frecvență și fază. Reglajele de volum și ton trebuie realizate simultan și identic pe cele două canale de amplificare prin monocomandă. Pentru conectarea nesimetriei de amplificare a celor două canale receptorul este prevăzut cu un reglaj de echilibrare.

Este necesar ca diafonia dintre cele două canale ale amplificatorului să fie minimă.

În general la recepția programelor monofonice prin acționarea unui comutator corespunzător, ambele canale de amplificare de audiofrecvență amplifică același semnal.

● **Decodorul stereo** trebuie să realizeze următoarele funcțiuni :

— selectarea și amplificarea semnalului pilot, 19 kHz ;
— dublarea frecvenței semnalului pilot
— extragerea informației stereo ;
— combinarea informației stereo cu purtătoarea auxiliară ;
— separarea căilor.

În general, sînt mai uzuale trei scheme pentru decodare, la toate fiind comun faptul că pentru extragerea canalelor de joasă frecvență din semnalul multiplex, se reconstituie mai întîi subpurtătoarea de 38 kHz prin sincronizarea unui oscilator local cu frecvența pilot, sau mai frecvent prin dublarea frecvenței acestuia după o amplificare prealabilă, deoarece prin această soluție se asigură în afara unei bune sincronizări și posibilitatea trecerii automate de la lucrul stereo la mono și invers.

Decodorul de matrice (cu însumare) a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 12.13, *a* conține următoarele :

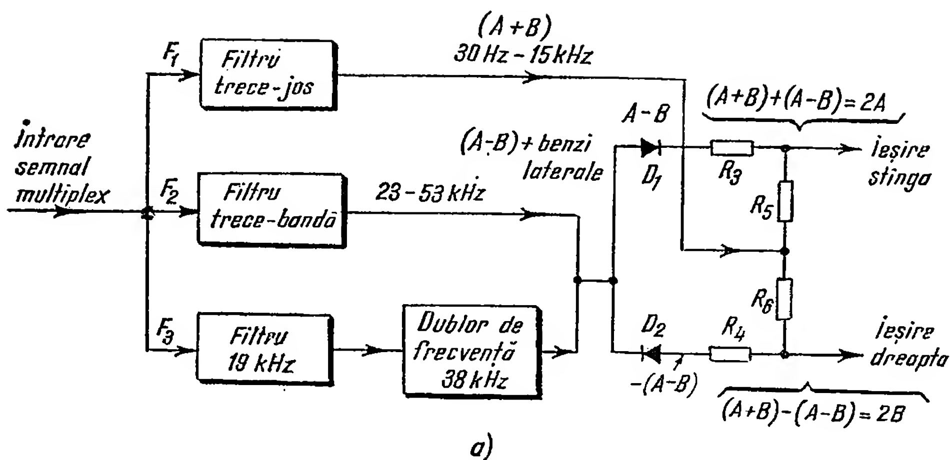
— un filtru de bandă acordată pe 19 kHz prin care se extrage semnalul pilot din semnalul multiplex și un dublor de frecvență prin care se dublează frecvența semnalului pilot la 38 kHz, cu fază corectă ;

— un filtru trece-bandă prin care se extrage semnalul auxiliar stereo (23—53 kHz) căruia i se adaugă apoi subpurtătoarea auxiliară cu nivelul și faza corespunzătoare ;

— un filtru trece-jos prin care se extrage din semnalul multiplex semnalul sumă ; acest filtru este completat cu un filtru de rejecție pe 19 kHz pentru suprimarea semnalului pilot.

Cele două semnale obținute se aplică unei scheme de detecție de vîrf cu care se obțin canalele de joasă frecvență stîng și drept.

În figura 12.13, *b* este prezentată schema practică a unui decodor cu matrice avînd posibilitatea detectării ambelor alternanțe cu avantajul dublării frecvenței restului de purtătoare pentru un filtraj mai comod al acesteia.



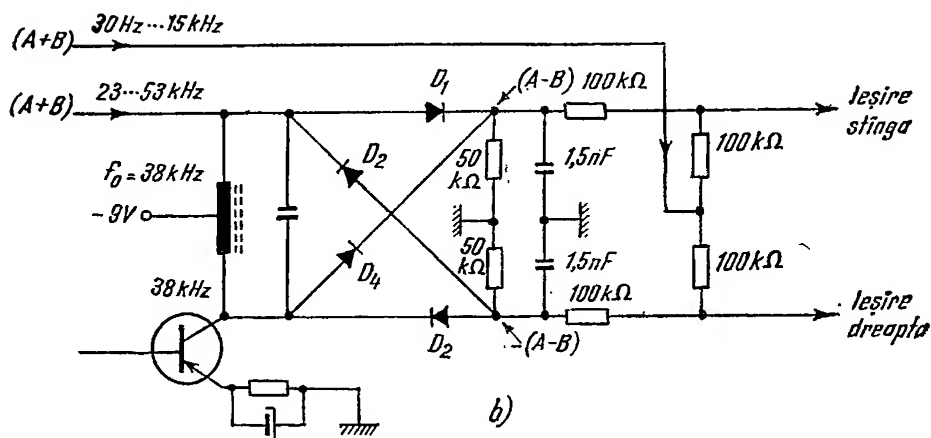


Fig. 12.18. Decodor cu matrice :
a — schema-bloc; *b* — schema de principiu.

Decodorul cu detecția anvelopei de modulație este prezentat în figura 12.19. Funcționarea se bazează pe faptul că semnalul format prin suprapunerea unei emisiuni cu purtătoare suprimată peste o frecvență care reconstituie purtătoarea nu este simetric, alternanțele pozitive avînd ca înfășurătoare semnalul provenit de la una din căile stereo și alternanțele negative au ca înfășurătoare semnalul celeilalte căi.

Subpurtătoarea auxiliară reconstituită în receptor (fig. 12.19, *a*) prin dublarea frecvenței de 19 kHz se aplică semnalului obținut prin suprimarea frecvenței pilot din semnalul multiplex obținîndu-se o oscilație de 38 kHz modulată în amplitudine, la care una din înfășurătoare reprezintă canalul stîng, iar cealaltă pe cel drept. Prin simpla detecție a celor două înfășurători se obțin cele două canale de joasă frecvență.

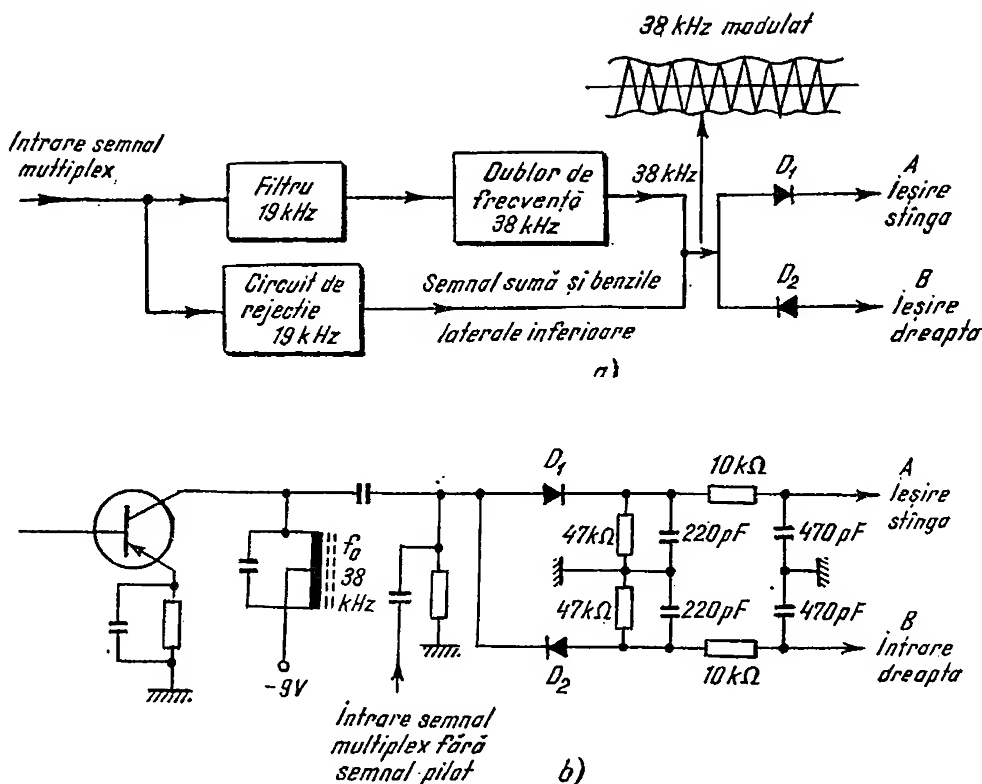


Fig. 12.19. Decodor cu detecţia anvelopei de modulaţie:
a — schema-bloc; *b* — schema de principiu.

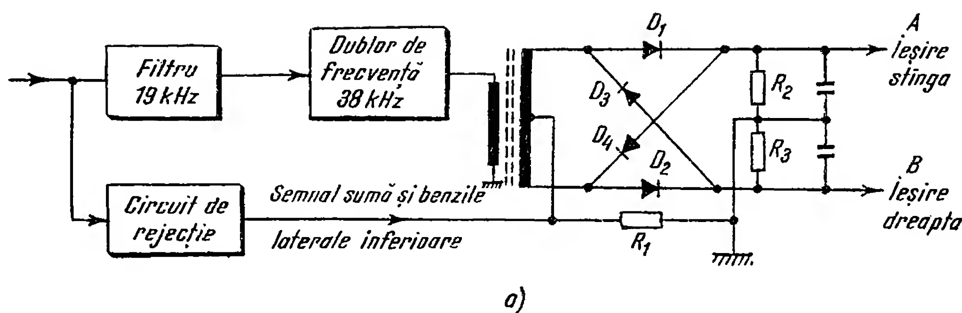
În figura 12.19, *b* este prezentată schema practică a unui decodor cu detecţia anvelopei, la ale cărui ieşire *A* şi *B* se obţin cele două semnale stîng şi drept.

● **Decodorul cu multiplexaj în timp (cu comutare)** din figura 12.20 are refăcută din subpurtătoarea auxiliară frecvenţa de 38 kHz şi din semnalul multiplex este eliminat semnalul pilot printr-un circuit de rejecţie. Cu subpurtătoarea auxiliară se acţionează un sistem de comutare de tip punte cu diode care realizează transmiterea succesivă la ieşirea semnalului stîng şi drept.

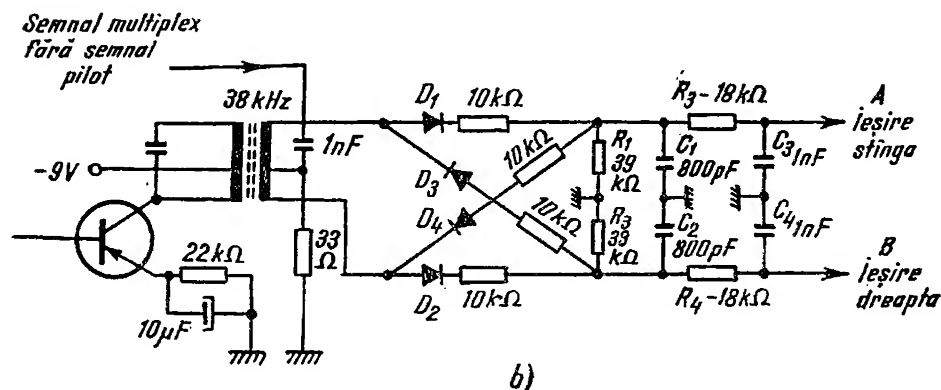
Pe această cale se obţin direct cele două canale de joasă frecvenţă.

În figura 12.20, *b* este prezentată schema practică a etajului de demodulare al unui decodor cu multiplexaj în timp, la care grupurile de detecţie *RC* sînt urmate de filtru pentru obţinerea integrării semnalelor detectate şi reducerii variaţiilor rapide datorate resturilor de subpurtătoare.

Montajele de decodare prezentate principial sînt în realitate mai complexe în vederea asigurării performanţelor necesare unei recepţii stereo de calitate.



a)



b)

Fig. 12.20. Decodor cu multiplexaj în timp
a – schema-bloc; *b* – schema de principiu.

Din ansamblele specifice radioreceptoarelor stereofonice sînt indicatoarele optice de recepție a programelor stereo ca și cele de acord care vor fi prezentate în capitolul 14.

Capitolul 13

ÎNREGISTRAREA ŞI REDAREA SUNETULUI

A. GENERALITĂŢI

Sistemele de înregistrare şi redare a sunetului : mecanice, optice, magnetice, au cunoscut de la apariţia lor pînă astăzi o evoluţie ascendentă, datorită îmbunătăţirii tuturor elementelor care compun ansamblul de înregistrare şi redare, mărind astfel posibilităţile tehnice de reproducere a sunetului.

S-au efectuat paşi mari în ceea ce priveşte perfecţionările tehnologice de elaborare a materialelor folosite, cît şi în ceea ce priveşte calitatea lanţului de amplificare şi corecţie a sunetului.

Înregistrările şi redările mecanice ale sunetului pe discuri au suferit modificări însemnate, rezultate din găsirea unor materiale de suport cu calităţi îmbunătăţite precum şi înlocuirea dozelor magnetice greoaie cu ace din oţel, cu doze cu cristal şi magnetice uşoare cu calităţi mult superioare.

În ceea ce priveşte înregistrarea şi redarea magnetică, de la sîrma de material feros a primelor înregistrări pînă la banda magnetică modernă realizată prin depunerea unui strat de oxid de fier cu granulaţie extrem de fină pe un suport rezistent din material plastic, s-au făcut paşi mari pentru îmbunătăţirea caracteristicilor tehnice.

Obiectivele principale urmărite în legătură cu perfecţionările ansamblului înregistrare-redare sonoră sînt : reducerea distorsiunilor, extinderea benzii de frecvenţe a sunetelor reproduse, maniabilitate sporită. Aceste obiective au fost realizate atît prin progrese tehnologice de elaborare a unor materiale noi cu caracteristici superioare, cît şi în domeniul amplificatoarelor şi al sistemelor de captare şi redare sonoră, cum ar fi microfoanele, respectiv difuzoarele.

Dezvoltarea stereofoniei a impus noi perfecţionări ale sistemelor de înregistrare şi redare mecanică şi magnetică pentru satisfacerea condiţiilor tehnice necesare.

B. ÎNREGISTRAREA ŞI REDAREA MECANICĂ A SUNETULUI

1. PRINCIPIUL ÎNREGISTRĂRII ŞI REDĂRII MECANICE A SUNETULUI

La înregistrarea mecanică, sunetele sînt transformate în semnale electrice cu ajutorul microfonului şi după amplificare se aplică unui dispozitiv de gravare pe un suport denumit original. Prin galvanoplastie cu ajutorul originalului se realizează o matriţă care se utilizează apoi pentru realizarea

discurilor în serie. Materia primă (copolimer clorură acetat de vinil) este încălzită pentru presare la 80°C. La redare, vîrful de redare parcurge șanțurile discului și doza de redare produce o tensiune electromotoare variabilă cauzată de modulația șanțului pe care sînt înregistrate semnalele. Semna-

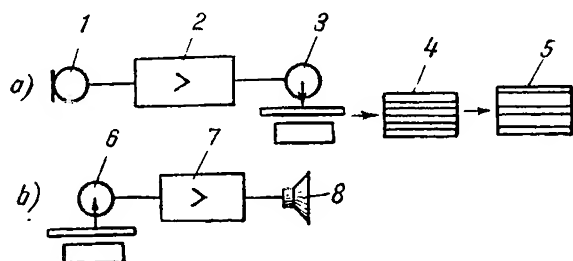


Fig. 13.1. Schema-bloc a înregistrării și redării mecanice: *a* – înregistrarea; *1* – microfon; *2* – amplificator; *3* – gravor; *4* – atelier de galvanoplastie; *5* – confecționarea discurilor cu matrice; *b* – redarea; *6* – doză de redare; *7* – amplificator; *8* – difuzor.

lele electrice sînt apoi amplificate de un amplificator la ieșirea căruia energia electrică este transformată în energie acustică și radiată în spațiu de către difuzor. Procesul de înregistrare și redare cu fazele respective apare în figura 13.1. În cele ce urmează se va trata numai redarea discurilor.

2. DISCURILE

Discurile utilizate curent au în general un diametru standardizat de 7,5; 250 și 300 mm. Turația de 78 rot/min se folosește pentru discurile standard care pot fi redate atît cu ajutorul patefonului cît și al picupului. În prezent, discurile cu această viteză se fabrică tot mai rar datorită duratei de reproducere mici și a uzurii rapide a discului și dozei.

Profilul șanțului la discurile standard (pentru 78 rot/min) se caracterizează printr-o rază de curbură maximă la fundul șanțului de 25 μ și o lărgime la suprafața discului de 0,15 mm.

Discurile înregistrate după sistemul micro (șanț îngust, microșant) caracterizate printr-o rază de curbură maximă la fundul șanțului de 4 μ și o lărgime la suprafața discului de numai 51 μ permit mărirea duratei de redare ca urmare a măririi numărului de șanțuri pe raza discului. Aceste discuri se produc pentru turații standardizate de 45, $33\frac{1}{2}$ și $16\frac{2}{3}$ rot/min.

Durata de redare variază în funcție de diametrul discului și turația acestuia. Dacă discurile cu turația de 78 ture/min, au un diametru Ø = = 300 mm și Ø = 250 mm (cele cu Ø 250 mm permit o durată de redare de 3 min), discurile micro cu diametrul Ø = 300 mm depășesc durata de 3 min chiar la turația de $33\frac{1}{3}$ ture/min. Pentru a se mări numărul șanțurilor la discurile micro se folosește reglarea automată a pasului (distanța între două șanțuri alăturate) astfel încît la semnale slabe această distanță să scadă și la semnale cu amplitudine mare să crească. Se realizează deci o înregistrare cu pas variabil în funcție de amplitudinea semnalului înregistrat, ceea ce conduce la mărirea duratei de redare a discului.

Discurile se fabrică din diferite materiale, urmărindu-se obținerea unor performanțe cît mai bune din punctul de vedere al caracteristicilor electroacustice și mecanice. Obținerea performanțelor necesare este cu atît mai

dificilă cu cît înregistrarea şi redarea discului nu se fac cu viteză de deplasare constantă a şanţului faţă de vîrf. Materialele utilizate în prezent la fabricarea discurilor, pe bază de clorură de polivinil sau polietilenă, au un zgomot de fond mic, permit înregistrarea unei benzi largi de frecvenţă, au o uzură foarte mică, nu sînt higroscopice şi casante.

O categorie de discuri care a apărut mai recent este aceea a discurilor stereo pentru a căror realizare s-au făcut numeroase experimentări care au avut ca rezultat adoptarea înregistrării prin două metode: 0°—90° şi 45°—45°.

La tehnica 0°—90° se aplică dozei de înregistrare două semnale electrice care se transformă în două forţe mecanice perpendiculare una pe cealaltă, una provocînd oscilaţii laterale ale acului de înregistrare (paralel cu suprafaţa discului), alta provocînd oscilaţii în adîncime ale acului (perpendicular pe suprafaţa discului).

La metoda 45°—45° mişcările acului de înregistrare sînt de asemenea perpendiculare una pe cealaltă, dar faţă de suprafaţa discului sînt înclinate la 45°.

Cele două metode sînt comparabile, putîndu-se trece uşor de la o metodă la cealaltă. Se preferă în general metoda de înregistrare 45°—45° deoarece metoda 0°—90° are pe de o parte distorsiuni mai mari provocate de înregistrarea în adîncime, la care deplasările vîrfului în sus şi în jos faţă de o linie mediană de deplasare nu sînt identice şi pe de altă parte, datorită vibraţiilor verticale mai mari ale sistemului mobil.

În figura 13.2 se prezintă aspectul şanţurilor stereofonice înregistrate după metoda 0°—90° şi 45°—45°.

Pentru realizarea discurilor stereo există o serie de norme şi recomandări ale Comisiei Electrotehnice Internaţionale (C.E.I.) referitoare la procedeele de înregistrare, definirea celor două canale, faza semnalelor stereofonice etc.

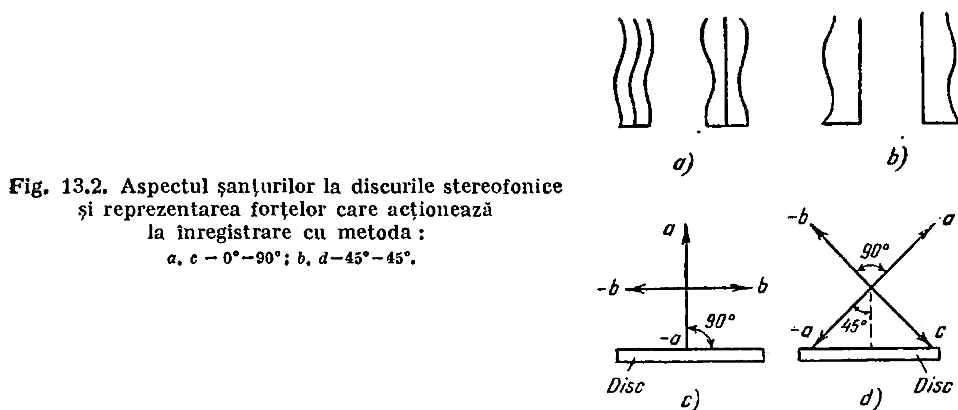


Fig. 13.2. Aspectul şanţurilor la discurile stereofonice şi reprezentarea forţelor care acţionează la înregistrare cu metoda: *a*, *c* — 0°—90°; *b*, *d* — 45°—45°.

La redare, mişcarea acului se face spre periferia discului pentru amplitudini pozitive şi spre centrul discului pentru amplitudini negative.

În ceea ce priveşte diametrele discurilor stereo şi turaţiile de redare, acestea sînt standardizate la următoarele valori: discuri pentru 45 ture/min cu Ø $= 17{,}5$ mm şi pentru 33 $\frac{1}{3}$ ture/min cu Ø $= 175, 250$ sau 300 mm.

În ceea ce privește compatibilitatea discurilor stereo : nu este recomandabilă redarea unui disc stereofonic cu o doză de redare monofonică, din cauza riscului deteriorării înregistrării stereofonice, în schimb cu doze stereo se pot reda și discuri mono.

3. DOZA DE REDARE

Doza de redare numită și doză de citire este un traductor electromecanic destinat să transforme modulația șanțului discului pe care sînt înregistrate semnalele într-o tensiune electromotoare variabilă. O doză de redare trebuie să îndeplinească mai multe condiții :

— să transforme vibrațiile mecanice în semnale electrice în mod fidel (distorsiuni de frecvență și neliniaritate minimă) ;
— să aibă un randament ridicat ;
— să nu uzeze discul ;
— să fie suficient de robustă.

Tipurile de doze care au fost realizate sînt : mecanice, magnetice, piezoelectrice, electrodinamice, ceramice etc.

● **Doza macano-acustică** se utilizează exclusiv la patefoane și este formată dintr-o membrană cu marginile încastrate în al cărei centru este cuplat elastic sistemul mobil de care se fixează acul. Pîrghia sistemului mobil oscilează, transmițînd aceste oscilații membranei care vibrează. Sunetele produse sînt canalizate prin braț la cornetul acustic.

● **Doza de redare electromagnetică** s-a utilizat mult, deoarece are o construcție simplă și robustă, în schimb prezintă dezavantajul unei greutăți mari și al unei sensibilități reduse.

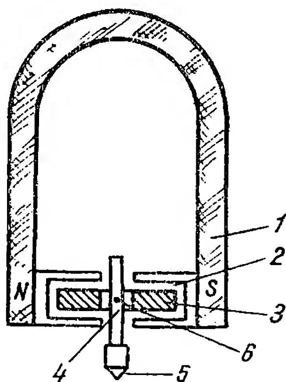


Fig. 13.3. Doză de redare electromagnetică.

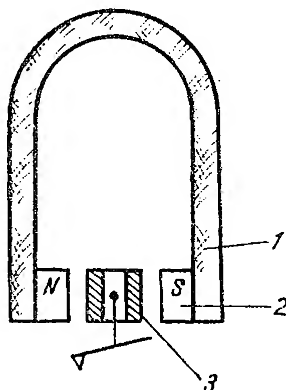


Fig. 13.4. Doză de redare electrodinamică.

În figura 13.3 se poate vedea magnetul permanent *1* cu piesele polare *2* de la capete, între care se găsește o bobină *3*. Paleta sistemului mobil construită din fier moale *4* este solidară cu vîrful de redare *5* și oscilează în jurul punctului *6*. Vîrful de redare face să vibreze paleta sistemului mobil, ceea ce produce variația reluctanței circuitului magnetic al bobinei *3*, deci inducerea în aceasta a unei forțe electromotoare variabile, proporțională cu oscilațiile paletei.

În urma ultimelor perfecționării, dozele electromagnetice au ajuns să aibă o greutate redusă, o caracteristică de răspuns bună și o tensiune la ieșire de peste 50 mV.

● **Doza electrodinamică** are multe asemănări cu cea electromagnetică, funcționarea ei bazîndu-se pe legea inducției, fiind echipată după cum se vede din figura 13.4 cu un magnet permanent *1*, terminat cu piesele polare *2*, între care se găsește bobina *3*, solidară cu sistemul mobil. Mișcările vîrfului se transmit bobinei care oscilează în cîmpul magnetului; în spirele acesteia se va induce o tensiune alternativă avînd frecvența și amplitudinea proporțională cu deplasările vîrfului. Caracteristica de frecvență care se obține cu aceste doze este foarte bună, realizîndu-se o forță verticală pe disc mai mică de 25 g și o presiune orizontală necesară pentru deplasarea vîrfului pe orizontală de numai 3...5 g.

● **Doza de redare magnetodinamică** este formată dintr-un magnet permanent fixat de sistemul mobil, magnet care oscilează într-o bonină fixă. Forța electromotoare care se va produce la bornele bobinei este proporțională cu viteza de deplasare a vîrfului. Acest tip de doză este rareori utilizat.

● **Doza de redare piezoelectrică** conține un cristal cu proprietăți piezoelectrice. Dacă se solicită cristalul la o tensiune mecanică, forțele lui se încarcă cu o cantitate de electricitate care depinde de mărimea și direcția solicitării mecanice. Doza piezoelectrică transformă solicitările mecanice la care este supus cristalul în șanțurile discului în semnale electrice care vor fi amplificate și redate.

Datorită proprietăților pe care le au, nefiind influențate de variațiile de umiditate și temperatură, se folosesc cristale ceramice de titanat de bariu. Acestea prezintă însă dezavantajul că sînt fragile, ceea ce limitează valoarea dimensiunilor cristalului. Din acest motiv ele sînt cam rigide, făcînd dificilă redarea întregului spectru de AF. Tensiunea de ieșire este de ordinul 100 mV În dozele de redare cu cristal, acesta este solicitat la torsiune sau încovoiere.

Dozele de redare moderne trebuie să poată reda atît discurile de 78 ture/min, cît și cele cu înregistrare micro. În general doza de redare este fixată de braț printr-un șurub, astfel încît înlocuirea ei să fie foarte simplă.

În brațele de redare moderne doza rotativă a fost înlocuită de doza basculantă (fig. 13.5) care conține un singur cristal piezoelectric *1*. Vîrfurile *2* și *3* pentru redare normală și micro sînt montate în același plan pe o placă *4* și se rotesc în jurul axei *A*—*B* cu circa 35°.

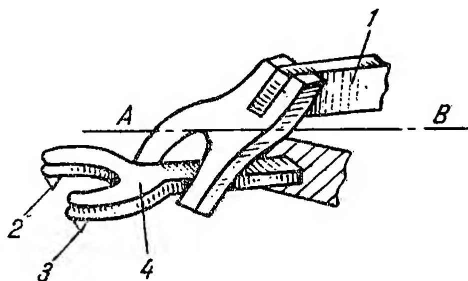


Fig.13.5. Doză de redare basculantă cu cristal piezoelectric.

Acest sistem permite păstrarea poziției corecte de lucru a vîrfului față de centrul de rotație al discului și are o caracteristică de frecvență bună.

Din punct de vedere al performanțelor dozei de redare trebuie avute în vedere caracteristicile mai importante ale acesteia.

— forța de apăsare pe șanțul discului exprimată în grame nu trebuie să depășească 1 g pentru dozele cele mai bune și în nici un caz să nu treacă de 3 g;

— nivelul care se poate obține la ieșire din doză este de 6...7 mV și poate ajunge pînă la 30 mV. Preamplificatorul trebuie să poată să amplifice aceste nivele fără să adauge zgomot sau distorsiuni ;

— caracteristica de frecvență este important să fie cît mai constantă în tot domeniul de audiofrecvență ;

— să permită redarea fără distorsiuni cu o dinamică în limitele cerute de redările cele mai exigente.

— Caracteristicile tehnice principale ale unei doze stereo de redare Pickering tip V/AME-1 magnetodinamice sînt :

Sensibilitatea, în mV/cm/S	1,25
Banda de frecvențe, în Hz	20—20 000 (±1,5 dB)
Diafonia la 1 kHz, în dB	—30
Forța de apăsare recomandate, în g	1
Greutatea, în g	5
Acul lector (diament eliptic), în μ	25/5

— Dozele magnetice de tip Shure au caracteristici care diferă de tipul dozei. Astfel doza M 44—5 are următoarele date tehnice :

Tensiunea de ieșire la 1 kHz, în mV	6
Banda de frecvență, în Hz	20—20 000
Diafonia, în dB	> 25
Impedanța de adaptare, în kΩ	47
Presiunea admisă pe acul lector, în g	0,75—1,5
Conductivitatea pe canal, în mH	680
Rezistența în curent continuu, în Ω	650
Raza de curbură a acului lector, în μ	13

— Dozele piezoelectrice stereofonice tip T 23 realizate de firma Telefunken care au un preț de cost mai mic decît cele precedente au performanțe suficient de bune, și anume :

— Tensiunea de ieșire la $f = 1$ kHz și $V_{eff} = 10$ cm S^{-1}, în V	1,5
— Factorul de transmisie în mV/cm s^{-1}	150
— Diafonia la 1 kHz, în dB	30
— Forța de apăsare pe disc, în g	5—6
— Raza de curbură a acului, în μ	17

În prezent se utilizează la dozele de calitate ace lectoare eliptice care prezintă îmbunătățiri în redarea discurilor prin aceea că urmăresc fidel și tangent flancurile șanțurilor, astfel încît se reduc distorsiunile la citire. De asemenea acul lector eliptic reduce distorsiunile produse de efectul de „strîngere" exercitat asupra acului lector de pereții șanțului, cînd semnalul obligă șanțul să devieze mult de la poziția avută în absența semnalului. Datorită îngustării șanțului se produce fenomenul de strîngere.

4. BRAȚUL DE REDARE

La redare, vîrful dozei trebuie să se găsească într-un plan perpendicular pe suprafața discului și tangent la șanțul în care se găsește. Cea de-a-doua condiție nu se poate realiza fără adoptarea unor soluții costisitoare sau a unor brațe lungi, pentru care arcul de cerc se confundă cu o dreaptă. Practic, brațele pentru picupurile de amatori au o lungime de cca 200 mm. Poziția brațului de redare este optimă numai atunci cînd sînt satisfăcute anumite condiții care depind de braț, poziția vîrfului și axa de rotație a

platanului. De asemenea, trebuie respectată poziția dozei de redare în plan vertical și forța exercitată pe disc prin intermediul vîrfului. La picupurile mai perfecționate există un sistem de reglare fină a presiunii acului pe disc.

Brațele de calitate au dispozitive de contragreutate care creează presiunea necesară a acului pe disc.

Condițiile principale pe care trebuie să le satisfacă un braț de picup sînt :

— să nu fie influențat de factori externi ;
— să nu influențeze cu nimic proprietățile dozei de redare.

Frecarea în lagărele brațului trebuie să fie minimă atît în plan orizontal, cît și în plan vertical.

O serie de mărimi influențează prin calitatea brațului asupra performanțelor redării :

— forța de apăsare pe disc ;
— forța centripetă dirijată spre centrul discului ;
— erorile unghiului de citire ale șanțului ;
— rezonanța brațului ;
— unghiul vertical al acului de citire față de suprafața discului.

La picupurile de calitate forța de apăsare pe disc se reglează în funcție de doza folosită.

Forța centripetă care apare datorită mișcării de rotație a discului, face ca șanțul să nu fie exploatat uniform ducînd la distorsiuni.

În figura 13.6, *a* se poate observa forma distorsionată a semnalului sinusoidal de 1 kHz la ieșire din doza de redare, brațul neavînd dispozitiv de compensare a forței centripete. În figura 13.6, *b* se poate constata că prin introducerea unui dispozitiv de compensare a forței centripete (antiskating) semnalul corespunzător flancului intern al discului nu mai este distorsionat.

Pentru compensarea forței centripete, s-au adoptat la realizarea brațelor pentru picupuri mai multe soluții ; cu contragreutate, cu arc spiral etc.

Reglarea riguroasă a dispozitivului de compensare este dificilă, deoarece aceasta depinde de mai mulți factori : raza de curbură a arcului dozei, forța de apăsare, elasticitatea discului etc.

La redarea discurilor punctul de citire de pe disc nu se deplasează pe suprafața discului după o rază, ci după un arc de cerc. Pentru micșorarea

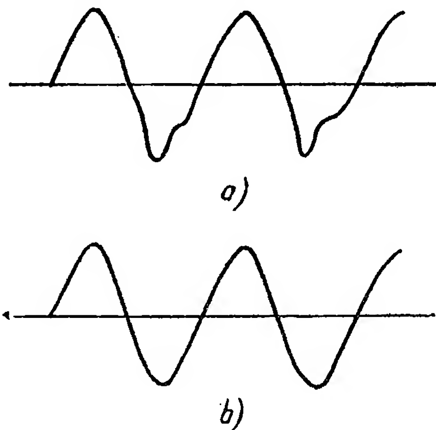


Fig. 13.6. Efectul forței centripete asupra formei la redarea unui semnal sinusoidal
a — fără compensarea forței centripete ;
b — cu compensarea forței centripete.

acestor distorsiuni care cresc pe măsură ce brațul se apropie de centrul discului, se construiesc brațe de picup cu o lungime mai mare sau cu o anumită înclinație spre centrul discului.

5. VÎRFUL DE REDARE

La redare, vîrful este în contact permanent cu șanțul, astfel încît pentru o redare fidelă trebuie să se încadreze în profilul acestuia, ceea ce produce în timp atît uzura acului, cît și a discului.

La discurile normale vîrful trebuie să aibă o rază de curbură de 50...60 μ și la cele micro de 15...25 μ.

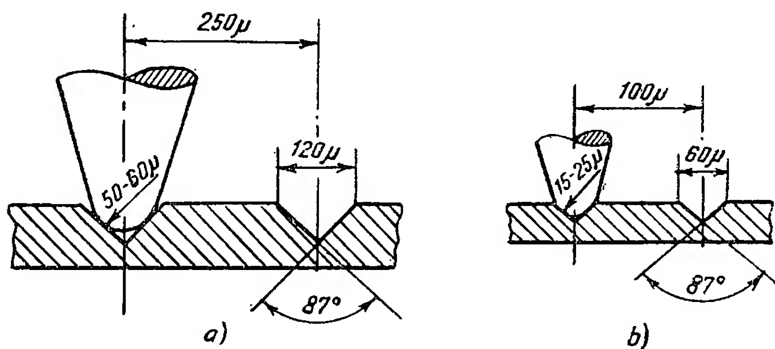


Fig. 13.7. Dimensiunile șanțurilor și vîrfurilor de redare pentru discuri : *a* — normale ; *b* — micro.

Rezultă în mod evident că vîrfurile pentru discurile normale nu trebuie utilizate la redarea discurilor micro. Dacă vîrfurile pentru discuri micro se utilizează la redarea discurilor normale, se produce o uzură accentuată a pereților șanțurilor și pot apărea rezonanțe mecanice cu efecte supărătoare.

La dozele moderne se folosesc vîrfuri din safir sau diamant atît pentru discuri normale, cît și pentru discuri micro, deoarece au o mai mare rezistență la uzură.

6. SISTEMUL DE ANTRENARE

În afara discului, brațului cu doza și vîrfului de redare, un picup trebuie să conțină și un sistem de antrenare a discului compus din : motorul cu dispozitivele de transmitere a mișcării, cu turația corespunzătoare la platanul pe care se așază discul, dispozitivul de pornire și oprire și eventual dispozitivul de schimbare automată a discurilor. Sistemul de antrenare trebuie să realizeze o cît mai mare constanță a vitezei de antrenare și o transmisie cît mai mică a trepidațiilor și zgomotului de la motor, dozei de redare.

a. Motorul

Cu excepţia patefonului, care are un motor cu arc, toate picupurile sînt echipate cu motoare electrice care pot fi de diferite tipuri :

— *motoare sincrone monofazate*, care au o construcţie simplă şi robustă, şi o turaţie foarte constantă, independentă de sarcină : prezintă dezavantajul unei porniri greoaie, deoarece trebuie să li se imprime din exterior o viteză unghiulară apropiată de cea de sincronicm ;

— *motoare asincrone monofazate*, care nu au o turaţie constantă decît la mersul în gol ; în sarcină, datorită fenomenului de alunecare, viteza diferă de cea în gol, diferenţa nu este însă mare ajungîndu-se practic la o turaţie apropiată de cea de sincronicm care practic este suficient de constantă la variaţiile cuplului şi ale tensiunii de alimentare ;

— *motoare de curent continuu cu excitaţie serie*, care sînt utilizate pentru picupurile alimentate de la reţeaua de tensiune continuă sau de la baterii sau acumulatoare (picupuri portative). Turaţia acestor motoare variază mult cu sarcina şi trebuie menţinută constantă cu ajutorul dispozitivelor centrifugale. Aceste motoare mai prezintă dezavantajul că produc scîntei la colector.

În funcţie de modul de realizare al pornirii utilizează: motoare asincrone cu fază auxiliară în scurtcircuit sau motoare asincrone monofazate cu condensator, acestea din urmă fiind foarte mult utilizate la picupuri datorită calităţilor lor. În funcţie de tipul motorului, condensatorul utilizat are o capacitate care variază între 0,5 şi 2 μ F.

O variantă a motoarelor de curent continuu o constituie motorul universal, care se poate alimenta la tensiune alternativă sau continuă avînd caracteristici apropiate de cele ale motorului de curent continuu.

Motorul picupului trebuie să aibă un cîmp de dispersii cît mai redus pentru a nu influenţa dozele. De asemenea trebuie să aibă o frecare cît mai mică în lagăre. Pentru a nu transmite trepidaţii fixarea pe şasiu a motorului este elastică şi amortizată.

b. Dispozitive mecanice

Transmiterea mişcării şi modificarea turaţiei platanului în vederea asigurării vitezelor de rotaţie standardizate la redarea discurilor se poate realiza cu un dispozitiv cu rolă intermediară ca cel din figura 13.8, sau cu curele de transmisie.

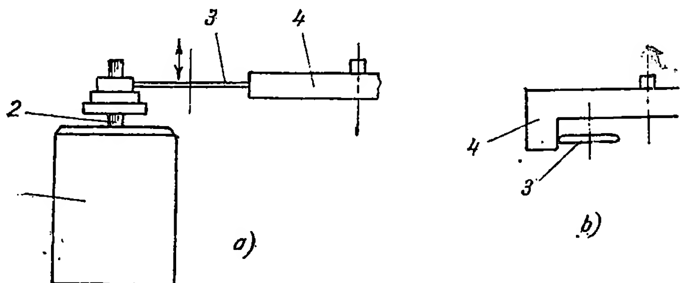


Fig. 13.8. Dispozitiv de antrenare a platanului cu 4 viteze.

Motorul *1* are pe axul *2* patru role de diferite diametre (galetul în trepte) care transmit platanului *4* prin rola intermediară *3* mişcarea de rotaţie cu turaţia corespunzătoare. Rola intermediară poate fi deplasată pe verticală permiţînd astfel schimbarea turaţiei platanului în funcţie de diametrul rolei de pe axul motorului care o antrenează. În timp ce în figura 13.8, *a* antrenarea platanului se face pe marginea exterioară, în figura 13.8, *b* antrenarea se face pe marginea interioară.

În general axul motorului cu cele patru diametre se realizează din oţel, rola intermediară avînd periferia din cauciuc pentru a se evita eventualele alunecări.

● **Dispozitivele de oprire automată a motorului** la sfîrşitul discului întrerup circuitul de alimentare al acestuia cînd braţul de redare a ajuns la ultimul şanţ al discului. Aceste dispozitive mecanice, indiferent de varianta în care se realizează trebuie să nu solicite braţul în timpul redării şi să poată fi acţionate de acesta la sfîrşitul discului cu un efort minim.

● **Dispozitivele pentru schimbarea automată a discurilor** se realizează în numeroase variante şi execută în general următoarele operaţii : aşază braţul la începutul discului şi îl aduce în afara acestuia după ce discul a ajuns la capăt, permiţînd eliberarea discului următor şi aşezarea lui automată pe platan. Urmează reluarea ciclului prin reaşezarea vîrfului la începutul noului disc ş.a.m.d. Aceste dispozitive pot asigura automat în funcţie de gradul lor de perfecţionare :

— aşezarea vîrfului la începutul discului indiferent de diametrul acestuia;

— întreruperea redării discului în orice punct al acestuia prin simpla apăsare a unui buton şi trecerea automată la discul următor ;

— repetarea unui disc prin apăsarea unui buton chiar înainte de sfîrşitul discului ;

— stabilirea unei pauze de durată reglabilă între 1. . . 5 min între discuri

— oprirea automată a motorului la sfîrşitul ultimului disc.

Mecanismele care realizează automat aceste comenzi sînt foarte diferite şi destul de complicate şi diferă între ele în funcţie de fabrica constructoare.

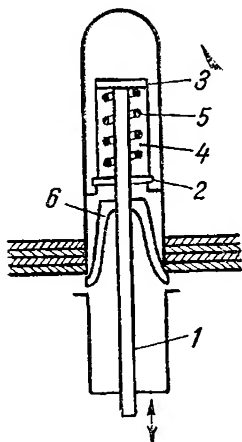


Fig. 13.9. Dispozitiv pentru schimbarea automată a discurilor.

În figura 13.9 este reprezentat un schimbător automat al discurilor utilizat la majoritatea picupurilor moderne.

Axul platanului se prelungeşte cu un alt ax avînd un diametru de 7 mm, în interiorul acestuia deplasîndu-se o tijă mobilă *1* care trece prin ghidajul mobil *2*. Şaiba *3* din capătul tijei are trei lamele plate arcuite cu vîrfurile îndreptate în jos *4*, care coboară simultan cu tija *1*. Resortul *5* menţine distanţa între şaiba *3* şi ghidajul mobil *2*. Bucşa cu trei gheare arcuite *6* se găseşte sub ghidajul mobil. Cele trei gheare pe care se pot aşeza pînă la 10 discuri pot ieşi în exteriorul axului prin trei fante. Pentru schimbarea discului, tija *1* este deplasată în jos de un dispozitiv mecanic, astfel încît cele trei ghiare să intre în interiorul axului, ceea ce permite căderea pe platan a primului disc. Lamelele *3* care au ieşit din interiorul axului prin cele trei fante susţin celelalte discuri. După ce discul a căzut pe

platan, tija *1* revine în poziția inițială și brațul cu doza de redare se așază automat pe primul șanț al discului. După terminarea redării primului disc, brațul se ridică, revine în poziție de repaus și operația de înlocuire a discului se efectuează în continuare.

Ceea ce este foarte important atît la motor, cît și la dispozitivele și ansamblul mecanic este asigurarea unei turații corecte și constante, deoarece variațiile de viteză mai mari de 0,3% produc fenomenul de „fluctuație" (miorlăit) care este supărător chiar pentru o ureche mai puțin experimentată.

7. AMPLIFICATORUL DE REDARE

În general pentru redarea discurilor se folosește sau amplificatorul de *AF* din radioreceptor sau un amplificator realizat special pentru acest scop.

Caracteristica de înregistrare a discurilor este neliniară cu frecvența, după cum rezultă din figură 13.10, *a*. Ea reprezintă variația cu frecvența a vitezei de înregistrare v:

$$v = d2\pi f \tag{13.1}$$

în care:

d este elongația șanțului gravat în urma modulării sau cu o frecvență f;
f — frecvența de înregistrare.

Se observă că pentru o anumită viteză v de înregistrare a discului ($33\frac{1}{3}$ ture/min, sau 45 ture/min etc.) pe măsură ce scade frecvența f sînt necesare amplitudini tot mai mari pentru elongația d a șanțului gravat, ceea ce ar duce la mărirea distanței necesare între șanțuri. Pentru a evita acest

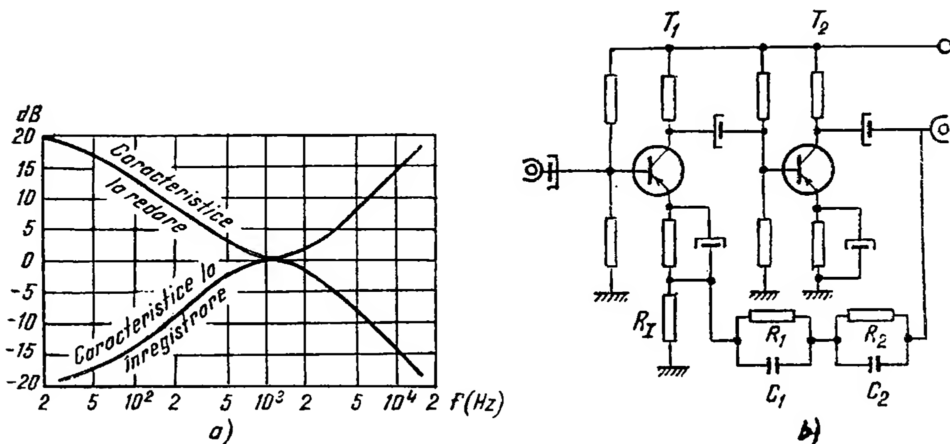


Fig. 13.10. Caracteristica la înregistrare și redare a discurilor: *a* — amplitudinea funcție de frecvență; *b* — montaj pentru corecție la redare.

lucru, la frecvenţe joase s-a micşorat amplitudinea semnalului în timpul înregistrării. De asemenea, tot la înregistrare se procedează la o ridicare a frecvenţelor înalte care va fi compensată la redare, obţinîndu-se astfel un raport *semnal/zgomot* mult îmbunătăţit.

Caracteristica de înregistrare a discului trebuie compensată la redare în amplificatorul folosit, astfel încît să rezulte o caracteristică a amplitudinii tensiunii constantă, în funcţie de frecvenţă. În acest scop preamplificatoarele de redare au o caracteristică inversă celei de înregistrare (fig. 13.10 *a*), realizînd o creştere a frecvenţelor joase cu circa 18—20 dB şi o atenuare a frecvenţelor înalte cu circa 18—20 dB. Valoarea precisă a compensărilor variază în funcţie de indicativul normelor de imprimare a discurilor respective, însă diferenţa între acestea nu este importantă, astfel că în mod curent se foloseşte caracteristica RIAA care este mai des întîlnită şi necesită o ridicare a frecvenţelor joase cu 20 dB şi o atenuare ă frecvenţelor înalte cu circa 15 dB. O schemă tipică folosită în acest scop se poate vedea în figura 13.10 *b*, în care circuitul de reacţie negativă R_1C_1 şi R_2C_2 asigură caracteristica necesară corecţiei înregistrării pe disc.

În aparatura de calitate medie se foloseşte de obicei cun circuit simplu format dintr-o rezistenţă de valoare mare 1. . .2 MΩ în serie cu doza, care însă nu realizează corecţia necesară a înregistrării pe disc indispensabilă unei audiţii normale a discurilor.

În cazul discurilor normale (78 ture/min), circuitele de corecţie utilizate (fig. 13.11) sînt diferite de cele folosite la redarea discurilor micro (fig. 13.12) (78 ture/min) datorită caracteristicilor de înregistrare diferite.

Grupul R_1, C_1, C_2 realizează în ambele scheme de corecţie caracteristici asemănătoare celei din figura 13.10, *a*.

În general pentru audiţii de înaltă fidelitate se construiesc amplificatoare de audiofrecvenţă corespunzătoare cu performanţe ridicate cu puteri de ieşire de minimum 10 W şi cu difuzoare montate în incinte.

În afara distorsiunilor de frecvenţă produse de neliniaritatea caracteristicii de frecvenţă a dozei de redare, mai pot apărea la reproducerea discurilor :

— zgomote de fond (fîşîit) produse de frecarea vîrfului pe disc şi situate în domeniul 3,5. . .8 kHz ;

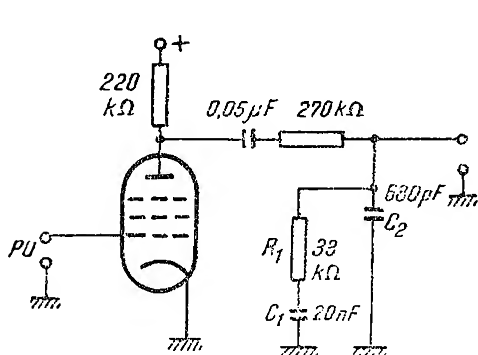


Fig. 13.11. Circuite de corecţie utilizate în amplificatorul de redare în cazul dozei pentru discuri normale.

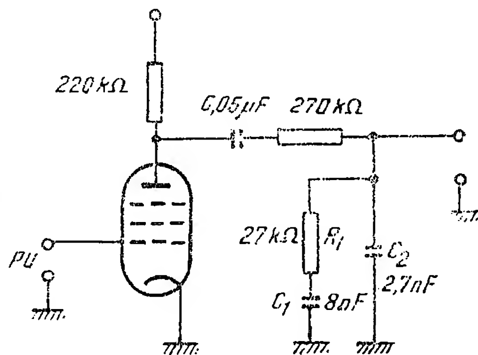


Fig. 13.12. Circuite de corecţie utilizate în amplificatorul de redare în cazul dozei pentru discuri micro (corecţia *RIAA*).

— zgomote produse de mici variații de turație, situate în domeniul frecvențelor joase;

— perturbații de natură electromagnetică, cum ar fi cele produse la colectorul motorului de curent continuu.

În timp ce primele două tipuri de zgomote se pot atenua cu filtre *RC* de diferite tipuri, perturbațiile de natură electromagnetică trebuie înlăturate în punctul unde se produc prin filtre de decuplare, ca și eventualele perturbații industriale.

8. REDAREA DISCURILOR STEREOFONICE

Dozele de redare a discurilor stereofonice permit semnalelor celor două canale separarea pe cale mecanică, cum este cazul dozelor piezoelectrice, sau pe cale electrică, prin doze electromagnetice și electrodinamice.

La doza stereo piezoelectrică din figura 13.13 vîrful de redare este fixat la extremitatea unei bare paralele cu tangenta la șanț în punctul de contact. Cele două cristale *1* sînt fixate cu un capăt la două bare radiale mobile *3*, cealaltă extremitate fiind fixată rigid. La deplasări orizontale ale acului, ambele bare se vor mișca simultan și în același sens, iar pentru deplasări verticale ale vîrfului de redare, mișcările simultane ale celor două bare radiale se vor produce în sens opus.

Semnalele celor două canale fiind astfel obținute, este posibilă transmiterea lor prin intermediul celor două cristale.

O condiție suplimentară, specifică deozelor stereo constă în evitarea diafoniei între cele două canale și posibilitatea redării unui disc monofonic cu doza de redare stereofonică. În această privință dozele electromagnetice realizează o diafonie mult mai redusă decît dozele cu cristal.

În prezent se fabrică o gamă variată de doze stereo cu calități corespunzătoare unei bune reproduceri și cu prețuri relativ scăzute.

La redarea stereofonică se folosesc fie agregate complexe cu două amplificatoare și cu două difuzoare care se amplasează la o distanță corespunzătoare unei audiții optime (2,5...3m), fie agregate simple care comportă un braț de redare cu doză stereofonică, un singur lanț de amplificare complet (cu difuzor) și o priză pentru conectarea unui amplificator exterior pentru care de obicei se utilizează amplificatorul de *AF* al radioreceptorului. În afară de o bandă de frecvență cît mai largă și distorsiuni mici, amplificatoarele celor două canale ale agregatului de reproducere sterefonică trebuie să aibă distorsiuni de fază cît mai mici în toată banda utilă de *AF*, pentru a nu denatura efectul stereo al imprimării care se redă.

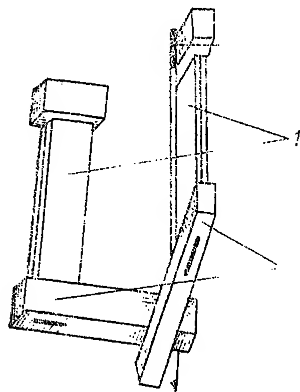


Fig. 13.13. Doză de redare piezoelectrică pentru discuri stereofonice.

9. TIPURI DE PICUPURI

În general picupurile se pot clasifica în trei categorii : *profesionale, de înaltă fidelitate și de larg consum*. În cele ce urmează vor fi prezentate caracteristicile principale ale picupurilor din ultimele două categorii.

● **Picupurile de înaltă fidelitate** cu performanțe tehnice deosebite avînd drept scop redarea calitativă a înregistrărilor de pe disc. Performanțele acestora urmărind să satisfacă cele mai severe exigențe, diferă după firma constructoare și sînt îmbunătățite permanent atît în ceea ce privește brațul cu doza de redare, cît și sistemul de antrenare.

Pentru exemplificare vor fi enumerate caracteristicile tehnice principale ale picupului automat „Dual 1 019"

— lungimea activă a brațului	—202 mm
— eroarea unghiului tangențial de cifre	0,5°/țol
— frecvența de rezonanță a brațului	7 Hz
— reglare continuă a presiunii de apăsare pe disc	0...3 g
— durata de coborîre amortizată a brațului	0,5 cm/s
— greutatea platanului	3,2 kg
— diametrul platanului	270 mm
— vitezele de rotație	$16\frac{2}{3}$, $33\frac{1}{3}$, 45, 78 rot/min
— domeniul de reglaj al turației	6 %
— fluctuația de viteză	0,1 %
— dinamica	60 dB
— nivelul de zgomot al mecanismului	40 dB
— platanul este echilibrat dinamic și antimagnetic.	

● **Picupurile pentru larg consum** se construiesc într-o gamă largă de la variante simple, portabile, alimentate de la rețea sau baterii, echipate cu amplificator cu tuburi sau tranzistoare sau, în varianta cea mai simplă, fără amplificator încorporat. Unele tipuri cu performanțe apropiate de cele de înaltă fidelitate fiind prevăzute și cu dispozitiv pentru schimbarea automată a discurilor.

Pentru exemplificare sînt prezentate caracteristicile principale ale picupului portativ stereofonic „Supraphon GZC 641 A"

— alimentarea	120 și 220 V la 50 Hz
— puterea absorbită	45 W
— vitezele de rotație	$16\frac{2}{3}$; $33\frac{1}{3}$, 45, 78 rot/min
— forța de apăsare a acului lector pe disc	5,5...7,5 g
— puterea de ieșire a amplificatorului	2 × 1,5 W
— gama de frecvențe	100...10 000 Hz
— distorsiuni	max 5 %
— diafonia	min —28 dB

10. TENDINȚE ACTUALE

Progresele înregistrate în ultima vreme în tehnica reproducerilor de pe disc au impus perfecționarea picupurilor astfel încît să se obțină o bandă de frecvențe reproduse cît mai întinsă 20...20 000 Hz ± 1 dB) la un coefi-

cient de distorsiuni de neliniaritate mai mic de 1%, precum și dinamică mult îmbunătățită (mai mare de 60 dB).

Picupurile de calitate de construcție recentă sînt echipate exclusiv cu doze electromagnetice cu ac de diamant care, comparativ cu dozele piezoelectrice prezintă o caracteristică de frecvență foarte liniară între 20 Hz și 20 000 Hz și distorsiuni mici; datorită forței de apăsare reduse, de 0,5 g ele asigură o conservare bună a dozei și a discurilor. De asemenea, diafonia între canale la o doză electromagnetică stereo este cu 10—15 dB mai redusă decît la dozele piezoelectrice.

Dezavantajele dozei electromagnetice (nivel redus la ieșire, deci necesitatea unui preamplificator și complicația mecanică a brațului — braț echilibrat cu contragreutate sînt compensate de calitatea superioară a reproducerii discurilor cu astfel de picupuri. Brațele folosite la picupurile cu doză electromagnetică sînt prevăzute cu un dispozitiv micrometric de reglare a presiunii acului pe disc, precum și cu un dispozitiv de compensare a forței centripete ,,antiskating'' care reduce mult distorsiunile neliniare de reproducere.

Platanele folosite în aceste picupuri au greutăți cuprinse între 2 și 7 kg pentru asigurarea unei constanțe mari a turației, bazîndu-se pe efectul de volant și sînt constituite din două părți (una din părți folosind ca ecran magnetic) cu scopul de a reduce transmisia cîmpului magnetic, creat de motor, la doză.

Periferia platanului la unele picupuri are gravate gradații stroboscopice necesare controlului constanței și preciziei vitezei de rotație a platanului pentru vitezele standardizate. De asemenea, este prevăzut un sistem de variație fină a vitezei de rotație necesar reglării cu precizie a turației platanului. Picupurile folosesc motoare asigurînd o mare constanță a vitezei de turație și frînă magnetică cu curenți Foucault. S-au făcut mari progrese în tehnica tăierii diamantului (ac cu vîrf eliptic etc.) pentru a asigura o compatibilitate cît mai bună ono-stereo, precum și distorsiuni reduse.

De asemenea, tinde să se introducă cuadrifonia pentru a crea ascultătorului senzația că se află în interiorul sursei sonore; o mențiune specială trebuie făcută pentru amplificatoarele care au performanțe din ce în ce mai bune și puteri care depășesc 10 W/canal.

C. ÎNREGISTRAREA ȘI REDAREA MAGNETICĂ A SUNETULUI. MAGNETOFONUL

Înregistrarea magnetică a sunetului se bazează pe magnetizarea variabilă a unui purtător de sunet care se deplasează prin fața unui electromagnet (capul de înregistrare) prin a cărui înfășurare circulă curenți de *AF*. Purtătorul de sunet, constituit în cele mai multe cazuri de bandă de magnetofon magnetică, este magnetizat remanent cu o magnetizare variabilă care depinde de semnalele electrice înregistrate.

La redare, purtătorul de sunet magnetizat se deplasează prin fața unui alt electromagnet (capul de redare) inducînd în bobina acestuia o forță electromotoare alternativă corespunzătoare celei înregistrate pe purtătorul de sunet.

Unul din avantajele înregistrării magnetice constă în faptul că poate fi ştearsă prin demagnetizarea purtătorului de sunet, cu ajutorul unui cap de ştergere care este un electromagnet, purtătorul putînd fi astfel utilizat pentru o nouă înregistrare.

Magnetofonul este un aparat pentru înregistrarea şi redarea sunetului pe cale magnetică. După cum rezultă din schema-bloc din figura 13.14, el conţine în afara purtătorului de sunet, a capetelor de ştergere *CS*, de înregistrare *CI* şi de redare *CR* (uneori pentru înregistrare şi redare se foloseşte acelaşi cap), mecanisme pentru deplasarea purtătorului de sunet, un amplificator pentru înregistrarea unui amplificator de redare şi un oscilator de înaltă frecvenţă necesar ştergerii şi polarizării purtătorului de sunet.

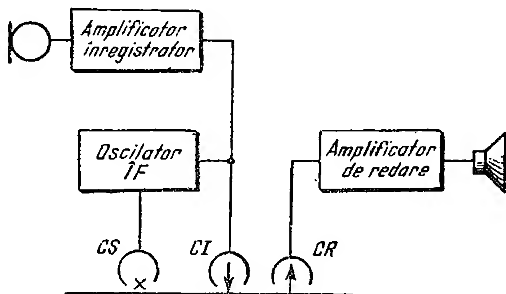


Fig. 13.14. Schema-bloc a înregistrării şi redării magnetice.

Înregistrarea şi redarea magnetică a sunetului are la bază trei operaţii : înregistrarea, redarea şi ştergerea purtătorului de sunet.

1. ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ A SUNETULUI

Magnetizarea purtătorului de sunet se realizează în general prin unul din procedeele : lateral, longitudinal sau transversal. Dintre acestea, cel mai utilizat este procedeul longitudinal, care se realizează cu un cap de înregistrare toroidal cu întrefier.

Prin înregistrare cîmpul magnetic variabil produce o magnetizare remanentă pe purtătorul de sunet, cu o amplitudine proporţională cu aceea a oscilaţiilor sonore. Purtătorul de sunet se magnetizează longitudinal cu ajutorul capului de înregistrare inelar pe direcţia de mişcare.

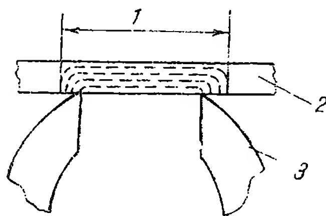


Fig. 13.15. Distribuţia cîmpului în dreptul întrefierului capului de înregistrare în prezenţa purtătorului de sunet.

În figura 13.15 se vede cîmpul de dispersie din dreptul întrefierului capului de înregistrare în prezenţa purtătorului de sunet *2*. De asemenea se constată că întrefierul efectiv *1* este, din cauza dispersiei, mai mare decît cel fizic, lungimea lui depinzînd de raportul dintre permeabilitatea miezului *3* şi cea a purtătorului de sunet.

Dacă întrefierul efectiv este mare, înregistrarea frecvenţelor înalte se face necorespunzător, deoarece pe măsura creşterii frecvenţei semnalului de înregistrat, lungimea de undă corespunzătoare devine comparabilă cu lăţimea întrefierului, ceea ce face ca o parte sau chiar toate liniile de forţă să nu mai treacă prin capul de redare, ci să se închidă prin întrefier. După ce purtătorul de sunet a trecut prin dreptul capului de înregistrare, unde a fost magnetizat de cîmpul de dispersie din dreptul întrefierului, inducţia

magnetică scade pînă la valoarea ei remanentă B_r care depinde în special de caracteristicile purtătorului de sunet. Capul de înregistrare, în funcţie de curentul care îl străbate, produce un cîmp H proporţional cu acest curent. Curentul din înfăşurarea capului este la rîndul lui proporţional cu semnalul care se înregistrează. Caracteristica de transfer din figura 13.16 arată dependenţa dintre intensitatea cîmpului magnetic H şi inducţia remanentă B_r.

După cum se poate vedea din figura 13.17, variaţia inducţiei remanente rezultate ca urmare a unui cîmp magnetic sinusoidal considerînd un material care în prealabil a fost demagnetizat, nu mai este sinusoidală, avînd distorsiuni impare. Distorsiunile se pot micşora prin polarizarea magnetică a capului folosind curent continuu sau curent alternativ de înaltă frecvenţă (ultraacustică).

La polarizarea prin curent continuu punctul de funcţionare se plasează prin reglarea curentului care trece prin capul de înregistrare, în porţiunile liniare ale caracteristicii de transfer pentru a avea o funcţionare cu distorsiuni minime. Astfel, în figura 13.18 funcţionarea se face pe porţiunile AB sau $A'B'$, după cum polarizarea este pozitivă sau negativă, punctul mediu de funcţionare corespunzînd la C sau C'. Polarizarea prin curent continuu prezintă dezavantajul că produce zgomot datorită magnetizării purtătorului de sunet într-un singur sens, ceea ce limitează dinamica la circa 35 dB.

La polarizarea prin curent alternativ de înaltă frecvenţă, acesta se suprapune peste semnalul de AF în înfăşurarea capului de înregistrare. După cum rezultă din figura 13.19 curentul alternativ are o valoare astfel aleasă încît vîrfurile cîmpului să se plaseze în mijlocul porţiunilor liniare. Variaţia

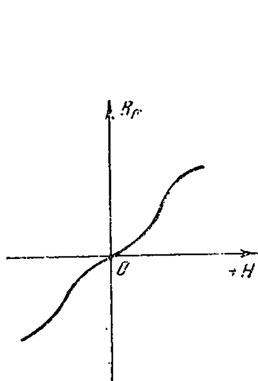


Fig. 13.16. Caracteristica de transfer a purtătorului magnetic după demagnetizare prealabilă.

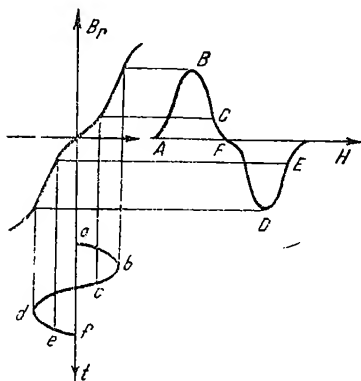


Fig. 13.17. Înregistrarea fără polarizare pe un purtător de sunet demagnetizat în prealabil.

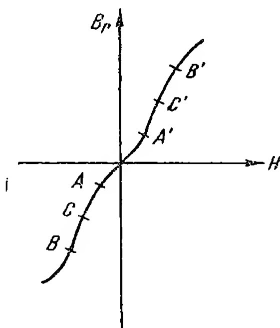


Fig. 13.18. Domeniul de lucru fără distorsiuni de pe caracteristica de transfer.

vîrfurilor cîmpului alternativ produce schimbări ale inducţiei remanente numai în zonele celor două porţiuni liniare ale caracteristicii dinamice, astfel încît să rezulte pentru inducţia remanentă o formă nedistorsionată, corespunzătoare curentului de AF. Datorită vitezelor de deplasare relativ mici ale purtătorului de sunet, oscilaţiile de înaltă frecvenţă nu se înregistrează. Valoarea cîmpului de polarizare are valori optime diferite în funcţie de purtătorul de sunet utilizat, pentru care se obţine o caracteristică

de transfer cu porţiunea liniară cea mai mare. Pentru valori mai mari sau mai mici ale cîmpului, distorsiunile neliniare cresc. Purtătorul de sunet pe care se face înregistrarea, în cazul în care banda a fost înregistrată, este în prealabil demagnetizat.

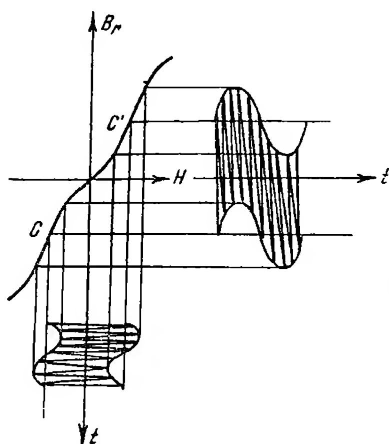


Fig. 13.19. Înregistrarea cu polarizare prin curent de înaltă frecvenţă.

Spre deosebire de polarizarea prin curentul continuu, în cazul înaltei frecvenţe zgomotul este foarte mult micşorat datorită componentei medii nule a magnetizării benzii, ceea ce permite o mărire considerabilă a dinamicii şi o înregistrare cu distorsiuni minime atît pentru semnalele cu amplitudine mică, cît şi pentru cele cu amplitudine mare.

Frecvenţa curentului alternativ de înaltă frecvenţă utilizat pentru polarizare trebuie să fie în general de 3...4 ori mai mare decît frecvenţa maximă a celei de *AF*. Valoarea acestei frecvenţe nu poate fi mai mică, deoarece pentru o ştergere eficace trebuie ca banda să fie supusă unui număr cît mai mare de cicluri de magnetizare. Valoarea maximă a acestei frecvenţe este limitată de pierderile în fier care duc la încălzirea capului de ştergere. Astfel, frecvenţa oscilatorului este cuprinsă de obicei între 35...100 kHz.

Valoarea curentului de polarizare depinde de banda şi de capul de înregistrare utilizat. Valoarea optimă condiţionează obţinerea unor distorsiuni de neliniaritate şi a unui zgomot minim.

2. REDAREA

La redare, magnetizarea remanentă a purtătorului de sunet rămasă după înregistrare este transformată în oscilaţii electrice. Procesul de transformare se produce prin trecerea purtătorului de sunet cu aceeaşi viteză pe care a avut-o la înregistrare prin dreptul capului de redare.

La înregistrare şi redare apar o serie de atenuări ale semnalului dependente de frecvenţe, a căror corecţie constituie sarcina principală a amplificatorului magnetofonului.

Variaţia în funcţie de frecvenţă a semnalului de la intrarea amplificatorului magnetofonului este prezentată în figura 13.20. Pentru ca la bornele difuzorului să avem o variaţie cît mai liniară a semnalului cu frecvenţa, caracteristica de răspuns a amplificatorului magnetofonului trebuie să compenseze alura curbei din figura 13.20. În această curbă se observă existenţa a două porţiuni : una crescătoare cu frecvenţa, *AB* şi alta descrescătoare, *BC*. Porţiunea crescătoare cu frecvenţa *AB* se datoreşte variaţiei tensiunii electromotoare *E* cu frecvenţa :

$$E = k\Phi_0 \, \omega \cos \omega t \qquad (13.1)$$

unde : k este o constantă a cărei valoare depinde de permeabilitatea miezului capului de redare şi de dimensiunile lui ;

Φ_0 — amplitudinea fluxului magnetic din cap, datorită purtătorului de sunet ;

$\omega = 2\pi f$ este pulsația tensiunii induse.

Porțiunea căzătoare cu frecvența, BC, se datorește următoarelor două fenomene :

— autodemagnetizarea benzii ;

— efectul întrefierului.

● **Autodemagnetizarea benzii** apare atît la redare cît și la înregistrare și se datorește închiderii liniillor de forță ale magneților elementari creați prin magnetizarea benzii, prin aer ; atenuarea frecvențelor înalte înregistrate este cu atît mai mare cu cît frecvența este mai mare. Pentru micșorarea acestui efect se aleg benzi cu un raport *forță coercitivă/remanență* cît mai mare (acest raport fiind indicat de fabricant în prospectul cu date tehnice ale benzii magnetice). Atenuarea forței electromagnetice). Atenuarea forței electromotoare induse în bandă este egală cu :

$$A_1 = 8{,}68 \frac{\lambda_1}{\lambda} \qquad (13.2)$$

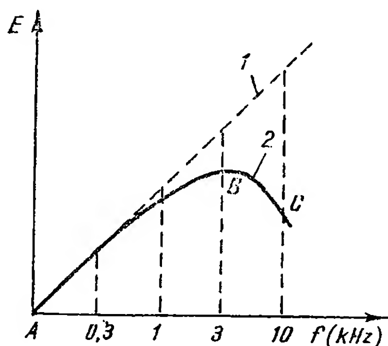


Fig. 13.20. Caracteristica de frecvență a capului de redare :
1 – ideală ; 2 reală.

în care :

λ_1 este o caracteristică pentru fiecare bandă ;

λ — lungimea de undă a semnalului de înregistrat.

● **Efectul întrefierului**, despre care s-a mai amintit anterior se datorește faptului că la frecvențe înalte liniile de forță nu se mai închid prin bandă, ci direct prin întrefier (atunci cînd lungimea de undă λ a semnalului devine egală cu lățimea întrefierului). Acest efect este ameliorat prin utilizarea unor capete cu un întrefier cît mai îngust, lucru posibil în condițiile progreselor înregistrate în ultima vreme în tehnologia de producere a capetelor.

Atenuarea dată de întrefier este :

$$A_2 = 20 \log \left[\frac{\frac{\pi d}{\lambda}}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)} \right] \qquad (13.3)$$

în care d este lățimea întrefierului.

3. ȘTERGEREA

Pentru ca purtătorul de sunet să poată fi utilizat în vederea unei noi înregistrări, magnetizarea remanentă se înlătură prin ștergere. Ștergerea se poate realiza prin magnetizarea uniformă (la saturație) a purtătorului de sunet sau prin demagnetizarea lui completă. Deoarece prima soluție nu permite obținerea unor performanțe corespunzătoare (zgomot la redare), se utilizează ștergerea cu demagnetizare completă prin curent alternativ de înaltă frecvență produs de același generator care dă curentul necesar polarizării .

Ştergerea prin curent alternativ se produce prin intermediul unui cap de ştergere. În purtătorul de sunet se produce întîi o magnetizare pînă la limita de saturaţie, astfel încît magnetizarea lui devine uniformă. Capul de ştergere avînd un întrefier mai lat decît al celui de înregistrare şi redare, pătrunderea şi ieşirea liniilor de forţă se produce pe o lungime mai mare, numărul liniilor de forţă exterioare fiind maxim la mijlocul întrefierului şi descrescînd în stînga şi dreapta lui. Purtătorul de sunet, prin mişcarea lui longitudinală, pătrunde mai întîi într-un cîmp magnetic alternativ a cărui intensitate creşte progresiv pînă în dreptul întrefierului unde cîmpul are o valoare suficient de mare pentru ca banda să ajungă la limita de saturaţie. În continuare cîmpul scade în intensitate, odată cu depărtarea purtătorului de sunet de întrefier. După cum rezultă din figura 13.21 magnetizarea benzii se produce de-a lungul unor cicluri de histerezis succesive, întîi crescătoare şi apoi descrescătoare, ajungînd pînă la zero.

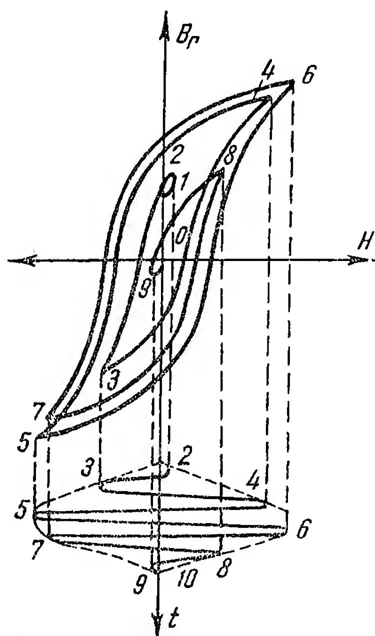


Fig. 13.21. Ştergerea înregistrării prin cîmp magnetic alternativ.

Frecvenţa cîmpului magnetic de ştergere trebuie să fie mai mare decît o anumită limită, a cărei valoare este funcţie de viteza de deplasare a purtătorului de sunet şi de lăţimea întrefierului capului de ştergere. Valoarea ei este, ca şi în cazul curentului de polarizare, cuprinsă între 35... 100 kHz.

4. DISTORSIUNI ŞI ZGOMOTE LA ÎNREGISTRAREA ŞI REDAREA MAGNETICĂ

În timpul procesului în înregistrare şi redare a sunetului pe cale magnetică apar distorsiuni de neliniaritate şi de frecvenţă a căror micşorare depinde de cunoaşterea cauzei care le-a produs.

● **Distorsiunile de neliniaritate** specifice înregistrării şi redării magnetice apar în special la înregistrarea purtătorului de sunet.

Cauzele care produc distorsiunile de neliniaritate sînt :

— variaţia vitezei de deplasare a purtătorului de sunet (fluctuaţii)
— neliniaritatea caracteristicii $B_r = f(H)$;
— echipamentul electronic.

Variaţiile vitezei de deplasare a purtătorului de sunet produc distorsiuni de neliniaritate atît la înregistrare, cît şi la redare.

Fluctuaţiile, care sînt o consecinţă a variaţiilor vitezei de deplasare a purtătorului de sunet, sînt produse de cauze de natură mecanică şi sînt cunoscute sub denumirea de „miorlăit''. Ele pot apărea la înregistrare sau redare manifestîndu-se ca o modulaţie de frecvenţă a sunetului. Fluctuaţiile lente pînă la 10 Hz apar ca o variaţie a înălţimii tonurilor la redare.

Cele cuprinse între 10 şi 25 Hz produc un tremolo, iar între 25...200 Hz sunetul este înăsprit. Dacă fluctuaţiile depăşesc 1 kHz sunetul este însoţit la redare de un zgomot. Aceste fluctuaţii apar în special din cauza oscilaţiilor longitudinale ale purtătorului de sunet.

Excentricitatea pieselor care se rotesc produce majoritatea fluctuaţiilor. Oscilaţiile benzii magnetice, utilizată ca purtător de sunet în majoritatea magnetofoanelor, se datoresc frecării ei de capete şi de piesele de ghidare.

Factorul de fluctuaţie K_f se exprimă în procente cu relaţia

$$K_f = \frac{V_{max}}{V} 100\% \qquad (13.4)$$

unde V_{max} este mărimea maximă a derivaţiei vitezei faţă de viteza nominală ;
V — viteza nominală de deplasare a purtătorului de sunet.

Fluctuaţiile au un efect supărător în special la redarea sunetelor prelungite, ca cele produse de pian, clarinet şi flaut şi ele nu trebuie să depăşească $\pm$ 0,1%.

Distorsiunile de neliniaritate care pot apărea la înregistrare datorită neliniarităţii caracteristicii $B_r = f(H)$ au fost analizate la puncul 1.

În ceea ce priveşte distorsiunile de neliniaritate introduse de amplificatoarele utilizate la înregistrare şi redare, ele nu sînt specifice magnetofoanelor şi au fost analizate în cadrul amplificatoarelor de *AF*.

● **Distorsiunile de frecvenţă** care apar la înregistrarea şi redarea magnetică sînt pe cît posibil corectate în amplificatoarele de înregistrare şi redare.

Ele sînt datorate :
— caracteristicilor benzii magnetice ;
— caracteristicilor capului ;
— caracteristicilor amplificatorului.

Banda magnetică utilizată ca purtător de sunet în majoritatea magnetofoanelor produce distorsiuni de frecvenţă din cauza efectului de demagnetizare. Aceste distorsiuni sînt cu atît mai mici cu cît viteza de deplasare este mai mare.

Modul de realizare al întrefierului capului şi mărimea curentului alternativ de polarizare influenţează caracteristica de frecvenţă la înregistrare. Astfel, la frecvenţe înalte apar distorsiuni de frecvenţă datorită faptului că lăţimea întrefierului capului de înregistrare este comparabilă cu lungimea de undă corespunzătoare sunetului. Lăţimea finită a întrefierului capului de redare produce distorsiuni de frecvenţă mai mari la redare decît la înregistrare. Cu cît viteza de deplasare a benzii este mai mare şi întrefierul mai mic, distorsiunile de frecvenţă scad. Micşorarea întrefierului este însă limitată de t.e.m. indusă, care scade proporţional cu lungimea întrefierului.

Mărirea curentului de polarizare produce scăderea caracteristicii de frecvenţă în domeniul frecvenţelor înalte.

Atenuarea frecvenţelor înalte se produce şi în cazul neparalelismului între întrefierul capului de înregistrare cu al celui de redare.

Datorită micşorării permeabilităţii miezului magnetic odată cu creşterea frecvenţei, din cauza pierderilor, se produce o cădere a caracteristicii de frecvenţă în domeniul frecvenţelor înalte.

Un contact imperfect între banda magnetică şi capul de înregistrare sau cel de redare produce de asemenea o atenuare suplimentară a frecvenţelor înalte.

● **Zgomotele la înregistrarea și redarea magnetică** pot fi atît zgomote specifice acestui fel de înregistrare, cum sînt cele produse de banda magnetică, de curentul de polarizare sau de capetele magnetizate, cît și zgomote produse de amplificatoare sau de inducțiile magnetice ale motoarelor.

Banda magnetică produce zgomot datorită structurii granulare a stratului magnetic. Acest zgomot apare numai atunci cînd banda este magnetizată și se manifestă fie printr-un zgomot de modulație, fie printr-un zgomot (fîșîit) produs în timpul pauzelor de înregistrare.

Dacă curentul alternativ de polarizare este asimetric, fiind distorsionat, apare o magnetizare continuă care produce zgomot (ca la polarizarea prin curent continuu).

Magnetizarea capetelor de înregistrare și redare produce zgomote suprapuse peste semnalul util și în pauza acestuia.

5. PĂRȚILE COMPONENTE ALE MAGNETOFONULUI

La realizarea unei bune înregistrări și redări intervin în aceeași măsură : banda magnetică, capetele magnetofonului, mecanismul de antrenare al benzii magnetice și echipamentul electronic, toate constituind părțile componente ale magnetofonului. Caracteristicile fiecăreia din aceste părți componente sînt legate de celelalte, permițînd obținerea performanțelor necesare pentru o anumită viteză dată.

a. Banda magnetică

Banda magnetică, a cărei utilizare s-a generalizat, este alcătuită dintr-un suport de masă plastică pe care este depus un strat de pulbere electromagnetică înglobată într-un liant. Lățimea benzii este conform normelor de $6{,}25 \pm 0{,}05$ mm. Suprafața activă, care în timpul deplasării este în contact cu capetele, trebuie să fie cît mai netedă pentru a nu produce zgomot și pentru a nu uza capetele. Suportul benzii se realizează din poliesteri, policlorură de vinil sau acetat de celuloză, fiecare prezentînd anumite avantaje. Din punctul de vedere al grosimii, benzile de magnetofon sînt „normale" dacă au o grosime de 55μ, pentru „durată lungă" dacă au o grosime de circa 35μ și pentru „durată dublă" dacă au o grosime de 25μ.

Benzile magnetofoanelor cu viteze mici se înfășoară pe role din material plastic avînd diametre standardizate.

Benzile se deosebesc între ele prin caracteristicile magnetice, mecanice și electroacustice.

Principalele proprietăți magnetice sînt inducția remanentă B_r și forța coercitivă H_c. O bandă bună are o inducție B_r mare și un raport H_c/B_r cît mai mare. Aceste condiții limitează valoarea inducției remanente maxime între 600...1 000 Gs.

Caracteristicile mecanice ale benzii sînt : granulația benzii, lățimea, grosimea, rezistența la rupere, întinderea elastică și întinderea plastică.

Caracteristicile electroacustice mai importante sînt sensibilitatea, caracteristica de frecvență, dinamica și polarizarea pentru sensibilitatea maximă.

Măsurarea acestor valori depinzînd de viteza de antrenare a benzii magnetice, în tabelele în care apar aceste date se specifică viteza la care au fost determinate.

Sensibilitatea benzii magnetice reprezintă mărimea tensiunii de ieșire raportată la tensiunea benzii etalon obținută pentru același curent de audiofrecvență în capul de înregistrare. Sensibilitatea benzii care se determină la o anumită frecvență funcție de viteza de deplasare a benzii (1 000 Hz pentru 19,05 cm/s și 333 Hz pentru 9,5 cm/s) este funcție de curentul de polarizare și de proprietățile magnetice ale stratului magnetic.

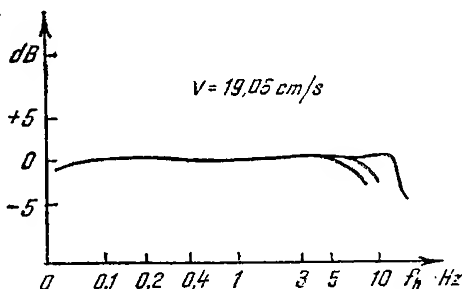


Fig. 13.22. Caracteristici de frecvență tipice pentru trei tipuri de benzi magnetice.

De o importanță deosebită este *caracteristica de frecvență a benzii magnetice* respectiv variația tensiunii induse în capul de redare de către bandă, în funcție de frecvența semnalului care a fost înregistrat, menținîndu-se constant curentul din capul de înregistrare. Adeseori caracteristica de frecvență a benzii este dată sub forma raportului între tensiunea de redare la frecvențe înalte și joase.

În figura 13.22 se prezintă cîteva caracteristici de frecvență pentru trei tipuri de bandă.

b. Casete și cartușe magnetice

Varianta cea mai recentă și practică în care se poate utiliza în prezent banda magnetică este cea care se produce în casete sau cartușe și care poate fi folosită numai cu magnetofoane special realizate pentru aceasta. Principiul casetei este deosebit de simplu, ceea ce justifică succesul și avantajele ei. Odată cu apariția casetelor, au apărut și cartușele cu bandă magnetică și aparatele cu patru și opt piste. Aceste cartușe conțin o bandă fără sfîrșit, înfășurată în general pe o singură bobină de unde iese banda, pentru a reintra printr-o mișcare continuă, plecînd de la interiorul bobinei și întorcîndu-se la exteriorul acesteia. Dezavantajul principal al acestuia este că nu permite o debobinare rapidă într-un sens sau în celălalt.

Casetele diferă de cartușe din mai multe puncte de vedere. Mecanic, constituie un sistem cu două bobine și nu cu bandă continuă; deși reprezintă un dispozitiv miniaturizat, funcționează pe același principiu ca platanele cu două bobine, însă cele două bobine sînt asamblate într-o cutie de plastic. O deschizătură pe marginea acesteia permite benzii magnetice în mișcare să vină în contact cu capetele de înregistrare și redare.

Avantajul principal al sistemului cu bandă fără sfîrșit constă într-o viteză mai mare de 9,5 cm/s în loc de 4,74 cm/s ceea ce permite, în principiu, să se obțină mai ușor o reproducere de calitate pentru frecvențele înalte. În prezent, ca urmare a ultimelor perfecționări, un casetofon poate să aibă o caracteristică de frecvență între 50...12 000 Hz. Avantajele casetei față de cartuș rezultă prin posibilitatea de derulare în ambele

sensuri, dimensiuni mai reduse şi posibilitatea de înregistrare pe care nu toate aparatele cu cartuş o au.

Pentru înregistrări şi reproduceri stereofonice se utilizează cele două perechi de piste care se găsesc pe fiecare faţă; este suficient deci să se întoarcă caseta pentru utilizarea celei de-a doua perechi de pistă. În prezent se produc casete cu benzi corespunzătoare unor durate de 60, 90 şi 120 minute. Viteza normală pentru casetofoane este de 4,75 cm/s. Datorită lăţimii reduse a benzii de magnetofon corespunzătoare fiecărei piste, a trebuit să fie rezolvată problema zgomotului de fond în cazul reproducerii stereo cu ajutorul casetofonului.

Un mare avantaj al casetelor şi al universalităţii acestora este posibilitatea procurării de casete gata înregistrate, care oferă rezultate foarte bune din punct de vedere calitativ la reproducere.

Ca aparate portabile de dimensiuni reduse, robuste, uşor de transportat şi cu posibilitatea de alimentare de la baterii sau reţea, sînt avantajoase casetofoanele.

Pentru reproduceri cum este cazul în autovehicule, este preferabilă utilizarea unui aparat cu cartuşe cu opt piste.

Casetele europene denumite „compact" conţin o bandă magnetică cu o lăţime de 3,81 mm cu o toleranţă de $\pm 0,05$ mm; grosimea benzii în funcţie de durata pe care o asigură caseta este de 25, 18, 12 sau 9 microni. La înregistrarea mono, între cele două piste cu lăţimea de 1,5 mm este un interval de 0,8 mm pentru evitarea influenţei celor două piste; pentru înregistrarea stereo, pistele au o lăţime de numai 0,6 mm fiecare. Cele două piste stereofonice sînt una alături de cealaltă şi pe aceeaşi jumătate a benzii, ceea ce permite să se reproducă o casetă stereo cu un magnetofon mono prin citirea simultană a ambelor piste. Dacă din contra, o înregistrare mono este citită de un casetofon stereo, cele două capete de citire de 0,6 mm fiecare vor produce pe fiecare din canale aceleaşi sunete mono.

c. Capetele magnetofonului

Capetele magnetofonului sînt traductoare electromagnetice, destinate transformării curenţilor electrici în variaţii ale cîmpului magnetic şi invers.

Clasificate după destinaţia pe care o au se fabrică capete de: *înregistrare*, *redare* şi *ştergere*.

La magnetofoanele de amatori, pentru înregistrare şi redare se utilizează de obicei un singur cap combinat (universal). După felul în care se face înregistrarea se folosesc capete pentru înregistrare pe una, două sau patru piste de înregistrare. În general se utilizează capete inelare avînd miezul confecţionat din tole cu o grosime de 0,05...0,2 mm din material cu permeabilitate iniţială mare, întrefierul fiind umplut cu o foiţă diamagnetică. Recent s-au realizat capete de magnetofon cu miezuri de ferită care au pierderi prin curenţi turbionari foarte mici.

Înregistrarea pe două piste se face pe aproximativ o treime din lăţimea benzii (fig. 13.23). Ambele piste se înregistrează în sens invers pe bandă. Capetele pentru înregistrarea pe patru piste conţin două traductoare separate în acelaşi ansamblu, fiecare pistă avînd 1 mm lăţime. Pentru un sens de deplasare a benzii se poate înregistra (reda) pe pista I sau III (aleasă cu un comutator). Întorcînd banda se poate înregistra (reda) pe pista II sau IV.

La înregistrările stereofonice se utilizează două sau patru piste (fig. 13.24). La înregistrarea stereofonică pe patru piste se utilizează două capete care lucrează simultan, de acelaşi tip ca la înregistrarea monofonică de patru piste; sînt prevăzute amplificatoare separate între care trebuie să existe o cît mai mică diafonie.

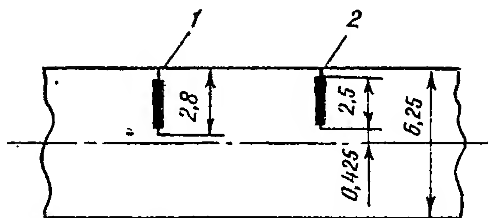


Fig. 13.23. Înregistrare pe două piste:
1 – întrefierul capului de ştergere;
2 – întrefierul capul universal.

Înregistrările monofonice sau stereofonice pe două piste pot fi redate cu aceeaşi calitate, însă cu nivel mai mic care uneori poate fi compensat prin mărirea amplificării amplificatorului de redare, în detrimentul dinamicii audiţiei.

● **Capul de înregistrare.** Acesta are un întrefier posterior suplimentar, care are rolul de a asigura evitarea saturării lui de cîmpul de polarizare şi de a liniariza curba de variaţie a inducţiei în funcţie de curentul de audiofrecvenţă.

Impedanţa capului de înregistrare, determinată practic de inductanţa respectivă, creşte proporţional cu frecvenţa. Pentru a se obţine un cîmp magnetic independent de frecvenţă, curentul de *AF* din capul de înregistrare trebuie să fie independent de frecvenţă, ceea ce se obţine alimentînd capul de la un generator de circuit constant.

Inductanţa capetelor de înregistrare trebuie să fie mai mică de 100 mH datorită fenomenului de rezonanţă cu capacitatea între spire; întrefierul are valori cuprinse între 5...20μ.

● **Capul de redare.** Pentru a se putea obţine performanţe bune şi la viteze mici de deplasare ale benzii magnetice, întrefierul capului de redare trebuie să fie de numai 5 — 10μ pentru ca distorsiunile de frecvenţă pentru frecvenţele înalte să fie mici. Tot la frecvenţe înalte cresc şi pierderile produse de curenţii turbionari şi histerezis.

Capetele de redare cu impedanţă mare dau o t. e. m. indusă mare la ieşire şi se pot conecta direct pe grila primului tub amplificator, fără intermediul unui transformator. Capetele cu impedanţă mică se utilizează la magnetofoanele cu tranzistoare şi la magnetofoane profesionale.

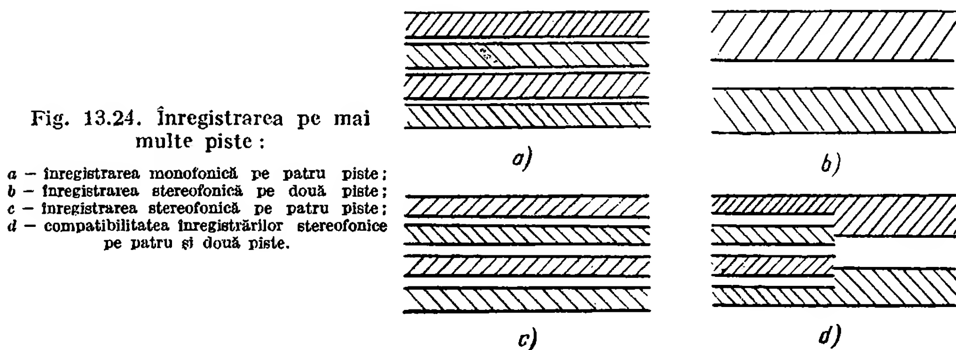


Fig. 13.24. Înregistrarea pe mai multe piste:
a – înregistrarea monofonică pe patru piste;
b – înregistrarea stereofonică pe două piste;
c – înregistrarea stereofonică pe patru piste;
d – compatibilitatea înregistrărilor stereofonice pe patru şi două piste.

Capetele de redare trebuie să aibă miezul cu permeabilitate mare. Deoarece curenţii care trec prin capul de redare sînt foarte mici, acesta nu are întrefier posterior.

Prin eficacitatea capului se exprimă tensiunea care apare la bornele capului (în gol) în timpul redării unei benzi magnetice înregistrate la amplitudine mixtă.

Caracteristica de frecvenţă a capului de redare prezintă în plus faţă de cele arătate şi o variaţie la frecvenţele joase din spectrul audio, pentru care lungimea de undă a semnalelor înregistrate este comparabilă cu lungimea suprafeţei de contact între cap şi bandă. Capetele cu impedanţă mare au o inductanţă de circa 2—8 H şi cele de impedanţă mică au o inductanţă de 50...100 mH.

● **Capul de ştergere.** Prin capul de ştergere trecînd un curent de înaltă frecvenţă mare, se utilizează fie un miez cu tole foarte subţiri de 0,05 mm, fie un miez confecţionat din ferită. Permeabilitatea materialului trebuie să fie mare pentru a se putea realiza un cîmp magnetic de ştergere mare. Întrefierul are o lungime de 0,2...0,4 mm. Uneori capul de ştergere face parte integrantă din circuitul acordat al oscilatorului de înaltă frecvenţă.

La unele magnetofoane, pentru îmbunătăţirea ştergerii se utilizează capete cu două întrefieruri; banda este astfel supusă întîi acţiunii cîmpului de demagnetizare creat de întrefierul mai lung, iar apoi cîmpului de demagnetizare creat de întrefierul mai scurt.

La realizarea capului de ştergere se utilizează adeseori ferite pentru reducerea puterii oscilatorului de înaltă frecvenţă.

● **Capete universale.** În multe magnetofoane de amatori, capul de înregistrare cu cel de redare se combină prin realizarea unui compromis între caracteristicile optime cerute de fiecare. În general se utilizează capete cu impedanţă mare şi cu întrefier posterior. Acestea, avînd o capacitate proprie mare, nu permit o frecvenţă de polarizare prea mare.

Zgomotul la redare produs de aceste capete este mai mare datorită magnetizării remanente produse din cauza înregistrării.

● **Ecranarea capetelor.** Capul de înregistrare, dar în special cel de redare, trebuie ecranat cu tablă de permalloy sau mumetal în două sau trei straturi suprapuse pentru a micşora acţiunea cîmpului magnetic produs de motorul şi transformatorul magnetofonului.

Pentru a micşora cîmpul magnetic de înaltă frecvenţă produs de capul de ştergere, acesta se ecranează cu tablă de cupru.

Compensarea tensiunilor perturbatoare se realizează la unele magnetofoane de amatori prin introducerea unei bobine de compensare, în serie cu capul de redare a cărei orientare se alege astfel încît faza tensiunilor perturbatoare induse în ea să fie de sens opus cu cea indusă în cap, situaţie în care brumul devine minim.

d. Mecanismul de antrenare al benzii

Acesta trebuie să asigure :

— deplasarea benzii cu viteză relativ mică şi constantă la înregistrare şi redare, cu una, două sau trei viteze ;

— rebobinarea rapidă a benzii în ambele sensuri.

Pentru deplasarea benzii cu viteză bine determinată trebuie asigurată antrenarea benzii de către ansamblul de antrenare, înfăşurarea benzii pe rola receptoare şi frînarea rolei debitoare.

La rebobinarea rapidă a benzii trebuie asigurat momentul de rotaţie necesar rotirii rolei pe care se înfăşoară banda şi frînarea rolei de pe care se desfăşoară. În acelaşi timp banda trebuie îndepărtată de capete. Frînarea mişcării de deplasare a benzii trebuie să se facă în ambele cazuri cît mai brusc, evitîndu-se însă formarea buclelor sau ruperea benzii.

În figura 13.25 se vede schema cinematică a mecanismului de antrenare a benzii. Începînd cu rola debitoare *1*, banda magnetică trece pe rola de amortizare *2* prin dreptul capetelor : de ştergere *3*, de înregistrare *4* şi de redare *5*, apoi trece printre axul de antrenare *7* şi rola de presare *6*, ocoleşte rola de ghidaj *8* şi ajunge pe rola receptoare *9*.

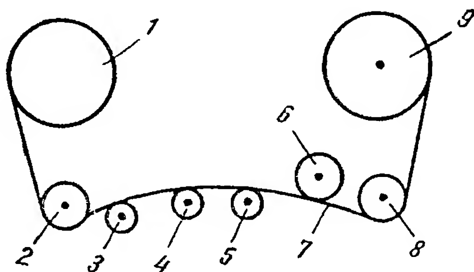


Fig. 13.25. Schema cinematică a mecanismului de antrenare a benzii.

Asigurarea vitezei constante de deplasare a benzii se face prin axul de antrenare pe care este presată banda de rola de presare acţionată printr-un resort sau un electromagnet.

Mecanismul de antrenare a benzii trebuie să asigure în afara celor arătate şi o tensiune constantă în bandă, pentru a se obţine un contact bun şi uniform între bandă şi capete. Acest lucru se realizează în magnetofoanele de amatori prin cuplaje speciale acţionate de motorul de antrenare.

Dispozitivul de frînare asigură frînarea benzii în ambele sensuri de mişcare.

În afara dispozitivelor prezentate, magnetofoanele mai conţin uneori şi dispozitive auxiliare cum sînt : contorul pentru indicarea lungimii benzii antrenate şi dispozitivul pentru oprirea automată a mecanismului la terminarea benzii. Asigurarea mai multor viteze de antrenare a benzii se realizează fie pe cale mecanică, fie prin utilizarea unui motor cu mai multe turaţii.

La magnetofoanele stereofonice partea mecanică este aceeaşi ca la cele monofonice. Pentru antrenarea mecanismului se utilizează în general motorul asincron cu rotorul în formă de colivie şi cu spiră în scurtcircuit care asigură performanţele necesare. Puterea şi turaţia motorului depind de ansamblul părţii mecanice, de viteza de deplasare a benzii şi de diametrul rolei cu care se lucrează.

La magnetofoanele portative se utilizează motoare serie de curent continuu a căror turaţie este cuprinsă între 1 000 şi 10 000 ture/min la care, pentru asigurarea unei turaţii constante se utilizează un regulator de turaţie.

Mecanismele de antrenare ale magnetofoanelor utilizează trei motoare la cele profesionale şi un motor la cele de amatori. Numai rareori se utilizează două motoare.

În figura 13.26 se prezintă una din numeroasele variante pe care le poate avea schema cinematică a mecanismului de antrenare cu un singur

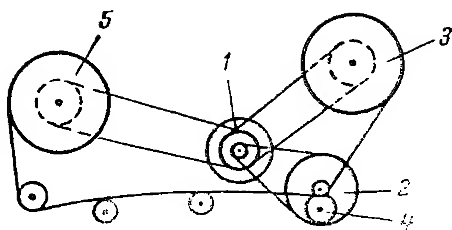


Fig. 13.26. Schema cinematică a mecanismului de antrenare a benzii cu un motor.

motor. Motorul *1* antrenează printr-o curea volantul *2* care asigură mişcarea constantă a benzii prin axul de antrenare pe care este presată banda de rola presoare *4*. Volantul are rolul de a uniformiza rotaţia motorului.

Mişcarea se transmite de la motor la rola receptoare *3* (din dreapta) cu o curea. Rola a cărei turaţie variază în funcţie de diametrul benzii înfăşurate pe ea este antrenată printr-un cuplaj cu fricţiune. La antrenarea rapidă înainte acesta devine rigid iar rola presoare şi frîna rolei debitoare *5* sînt îndepărtate simultan. Mişcarea de rotaţie se transmite şi rolei din stînga tot printr-o curea pentru rebobinarea rapidă a benzii pe ea.

Pentru frînare se folosesc dispozitive mecanice, electromecanice sau electrice. La magnetofoanele de amatori se utilizează în general frînarea mecanică care este simplă şi sigură. Există o mare variaţie de sisteme de antrenare a benzii care folosesc role presoare şi curele de transmisie.

e. Echipamentul electronic al magnetofoanelor

Acesta conţine: amplificatoarele, oscilatorul de înaltă frecvenţă şi indicatorul nivelului de înregistrare (v. fig. 13.14).

În figura 13.27 este reprezentată schema-bloc a magnetofonului pentru amatori, care conţine pentru înregistrare şi redare un amplificator comun şi un cap universal.

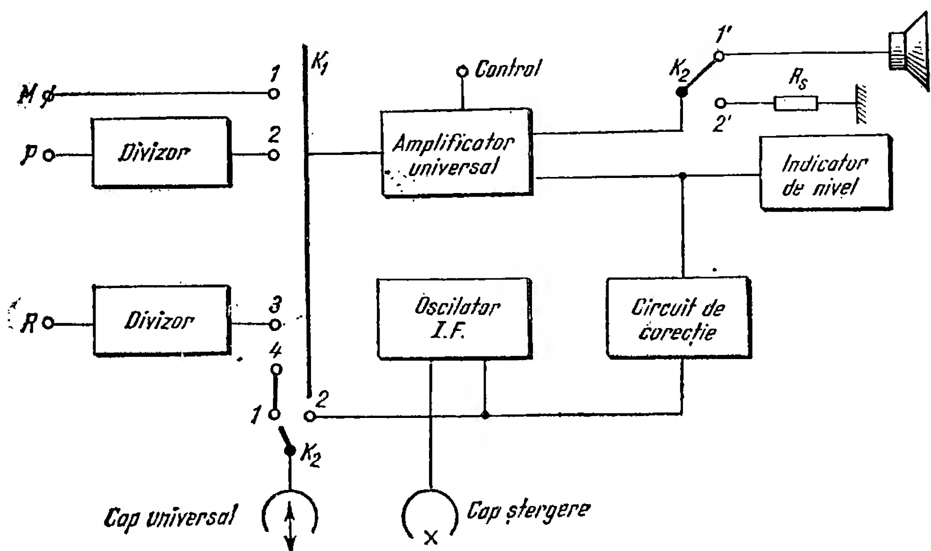


Fig. 13.27. Schema-bloc a magnetofonului de amatori.

Semnalul produs de microfonul M se aplică direct amplificatorului universal. Intrarea de la radio R sau picup P se aplică prin divizoare de tensiune.

La înregistrare, capul universal se conectează la ieşirea amplificatorului prin circuitul de corecţie, comutatorul K_2 fiind pe poziţia *2* (înregistrare) şi comutatorul K_1 pe una din poziţiile *1*, *2* sau *3*. Ieşirea oscilatorului se aplică la capul universal pentru premagnetizare şi la cel de ştergere. Semnalul de AF se poate controla cu o cască la borna „control". Indicatorul de nivel controlează amplitudinea semnalului care se înregistrează pentru a nu intra în distorsiuni amplificatorul de înregistrare al magnetofonului şi pentru a nu se depăşi nivelul aplicat capului de înregistrare.

La magnetofoanele de calitate care au capete de înregistrare şi redare separate, se poate controla calitatea imprimării în timpul înregistrării, ascultînd-o în difuzorul magnetofonului.

Pe poziţiile redare, antrenare rapidă înainte şi înapoi şi pe stop, pentru a evita ştergerea benzii, circuitele sînt conectate pe poziţia redare. Prin trecerea comutatorului K_1 pe poziţia *4*, capul universal este conectat la intrarea amplificatorului, K_2 fiind pe poziţia *1*. Simultan este conectată şi ieşirea amplificatorului universal pe difuzor.

Oscilatorului pe poziţia redare i se deconectează tensiunea de alimentare anodică. La o serie de magnetofoane de amatori tubul amplificator final devine pe poziţia înregistrare oscilator de înaltă frecvenţă.

Amplificatorul combinat are un potenţiometru cu care se reglează amplificarea atît pe poziţia redare, cît şi pe poziţia înregistrare.

Magnetofoanele stereofonice pot avea aceeaşi schemă-bloc însă au două amplificatoare corespunzătoare celor două canale.

● **Amplificatoarele de** AF utilizate în magnetofoane la înregistrare şi redare au rolul de a mări nivelul semnalului de la intrare pînă la amplitudinea necesară, efectuînd în acelaşi timp corecţia caracteristicii de frecvenţă a capetelor în scopul obţinerii unei caracteristici globale de frecvenţă înregistrare-redare, cît mai bună. Deoarece caracteristica reală obţinută în capul de redare are alura din figura 13.20, alură care diferă în general în funcţie de viteza de deplasare a benzii ; ea trebuie corectată atît în amplificatorul de înregistrare, cît şi în cel de redare. Caracteristicile de frecvenţă ale amplificatoarelor sînt normate pentru a se putea reda benzi înregistrate pe alt magnetofon. În figura 13.28 se reprezintă caracteristicile normate ale amplificatorului de redare.

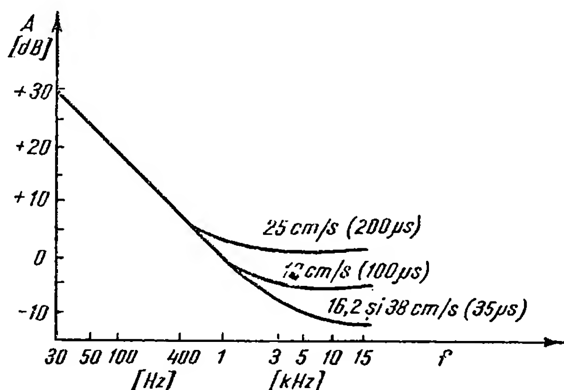


Fig. 13.28. Caracteristicile de frecvenţă normate ale amplificatorului de redare.

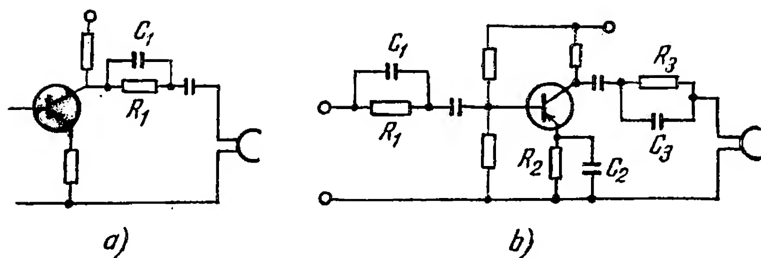


Fig. 13.29. Schema pentru corectarea caracteristicii de frecvență și conectarea capului la înregistrare :
a — circuitul de corecție R_1C_1 în colector ; *b* — circuitul de corecție R_2C_2 în emitor.

Amplificatoarele trebuie deci să asigure atît la redare cît și la înregistrare caracteristica de frecvență conform normelor și să aibă distorsiuni neliniare cît mai mici. La redare trebuie ca raportul *semnal/zgomot* să fie cît mai mare.

Amplificatorul de înregistrare al cărui etaj final are sarcină inductivă (capul de înregistrare) trebuie să aibă suprapunerea curentului de *AF* peste curentul de polarizare de înaltă frecvență. Capetele cu impedanță mare se conectează la ieșirea amplificatorului direct, iar cele cu impedanță mică printr-un transformator de adaptare. Caracteristica de frecvență se corectează fie printr-un circuit RC conectat în colector (fig. 13.29, *a*) fie prin circuite complexe de corecție a caracteristicii capului conectate în circuitul de emitor (fig. 13.29, *b*), ambele producînd creșterea relativă a semnalelor de frecvență înaltă față de cele de 1 KHz, fie prin circuite de reacție negativă dependente de frecvență, aplicate pe două etaje în amplificatorul magnetofonului.

La amplificatorul de redare caracteristica de frecvență normată se realizează de obicei printr-un circuit de corecție R_1, C_1, R_2, C_2, R_3 (fig. 13.30, *a*) conectat între etajele amplificatorului, unde R_1 C_1 realizează ridicarea frecvențelor înalte și grupul R_2C_2 ridicarea la frecvențe joase, sau prin reacție negativă dependentă de frecvență : cu circuitele R_1, C_1 și R_2, C_2, R_3 din figura 13.30, *b*, unde grupul R_1C_1 ridică frecvențele înalte și grupul R_2C_2 ridică frecvențele joase.

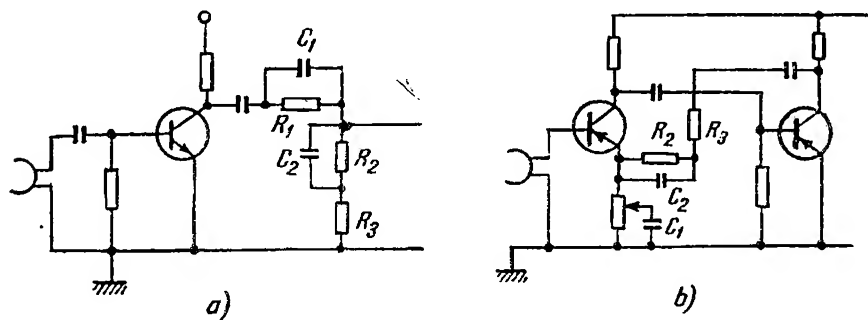


Fig. 13.30. Scheme pentru corectarea caracteristicii de frecvență și corectarea capului la redare :
a — circuitul de corecție între etaje ; *b* — corecție în circuitul de reacție negativă.

Uneori se încarcă capul de redare cu o rezistență mică a cărei valoare se alege mai mică decît reactanța prezentată de cap la frecvența cea mai joasă redată, pentru uniformizarea caracteristicii de frecvență.

La amplificatoarele cu tranzistoare corecția se face în mod asemănător, prin circuite de corecție cu reacție negativă montate între etaje.

În figura 13.31 se prezintă o schemă principială tipică de amplificator folosită atît în magnetofoanele cu tuburi, cît și în cele cu tranzistoare pentru a corecta caracteristica capului din figura 13.20. Caracteristica amplitudine-frecvență a acestor amplificatoare este inversă ca alură caracteristicii ce se corectează pentru a rezulta în final o caracteristică cît mai constantă. Grupul *RC* realizează corecția caracteristicii în domeniul frecvențelor joase, porțiunea *A' B'*, iar circuitul rezonant serie *L'C'R'* realizează corecția caracteristicii către frecvențe mai înalte.

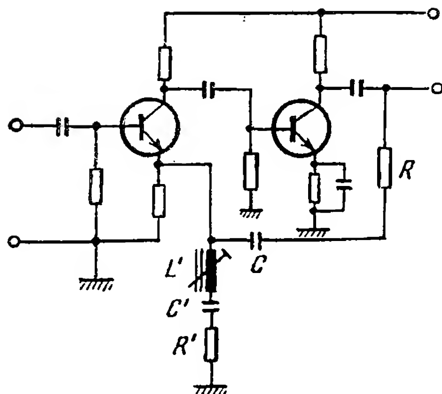


Fig. 13.31. Schemă de corecție în amplificatoarele universale.

În general corecția realizată de fabricant într-un magnetofon este funcție de caracteristicile capului universal de înregistrare-redare folosit, precum și de banda folosită. Dacă pe un magnetofon se folosește o altă bandă decît cea cu care livrează fabricantul magnetofonul, corecția caracteristicii trebuie modificată, în caz contrar caracteristica de frecvență a sistemului imprimare-redare va avea abateri mai mari sau mai mici decît cea normală, după cum banda folosită diferă mai mult sau mai puțin de cea recomandată de fabricantul magnetofonului.

În general atît la magnetofoanele cu tuburi cît și la cele cu tranzistoare care utilizează amplificator comun (fig 13.31) circuitele de corecție se comută total sau parțial cînd se trece de pe poziția de înregistrare pe cea de redare.

● **Oscilatorul de înaltă frecvență** trebuie să asigure puterea necesară polarizării capului de înregistrare și alimentării capului de ștergere. Tensiunea lui de ieșire trebuie să nu fie distorsionată și să nu varieze cu tensiunea de rețea și cu temperatura

În magnetofoanele de amatori se utilizează oscilatoare cu un singur tub sau tranzistor, iar în cele profesionale se folosesc scheme simetrice care asigură distorsiuni minime. Magnetofoanele cu tranzistoare utilizează de obicei scheme simetrice (fig 13.32).

Tensiunea de ștergere și cea de polarizare se poate aplica de la oscilator la capetele respective prin transformator sau autotransformator, ca în figura 13.33.

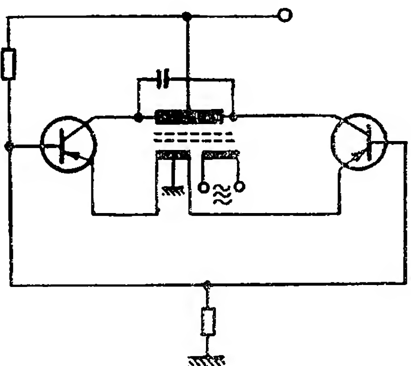


Fig. 13.32. Schemă de oscilator cu tranzistoare.

Deoarece valoarea curentului de polarizare este critică, de ea depinzînd distorsiunile neliniare de la înregistrare, ea poate fi reglată cu condensatorul semivariabil *C*.

● **Indicatorul de nivel.** Pentru a cunoaşte amplitudinea semnalului de *AF* aplicat pe capul de înregistrare, amplitudine care nu trebuie să depăşească valoarea maximă admisibilă, majoritatea magnetofoanelor profesio-

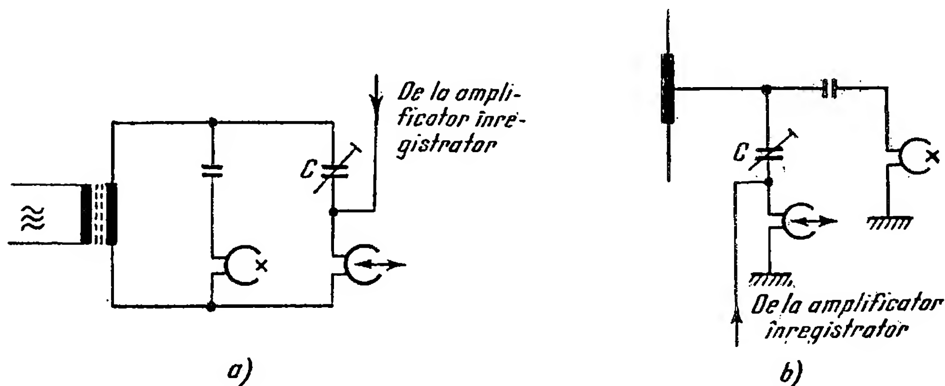


Fig. 13.33. Cuplarea capetelor de ştergere şi înregistrare la oscilator: *a* — prin transformator; *b* — prin autotransformator.

nale şi de amatori sînt prevăzute cu indicator de nivel care se conectează pe capul de înregistrare sau la ieşirea amplificatorului de înregistrare.

La magnetofoanele de amatori cu tuburi se utilizează de obicei indicatoare de nivel cu ochi magic (fig. 13.34, *a*). Semnalul de *AF* aplicat prin condensatorul C_1 este redresat cu dioda semiconducătoare *D* astfel că pe grilă se aplică o tensiune proporţională cu valoarea medie ; R_1C_2 constituie grupul de detecţie.

La magnetofoanele cu tranzistoare se utilizează indicatoare de nivel mediu cu redresor în punte în diagonala căreia este montat un microampermetru indicator (fig. 13.34, *b*).

f. Circuitul Dolby

Micşorarea zgomotului la magnetofoane este de o deosebită importanţă şi ridică probleme greu de rezolvat pe măsură ce lăţimea de bandă corespunzătoare pistei scade. La casetofoane, unde pentru patru piste revine o lăţime de 0,6 mm pe pistă, a fost conceput un circuit compresor, expandor care acţionează pe un domeniu de frecvenţe. Rolul acestui circuit denumit circuit Dolby este să elimine „suflul" supărător care apare la viteze reduse de înregistrare şi piste înguste. Circuitul are efect numai asupra semnalelor de frecvenţă ridicată în zona unde zgomotul benzii magnetice este mai mare. Aceasta permite o redare a frecvenţelor înalte cu o dinamică mult mai bună.

O remarcă importantă este că circuitul „Dolby" acţionează şi la înregistrare şi la reproducere, ceea ce înseamnă că nu se poate reproduce cu un casetofon prevăzut cu acest sistem, o casetă înregistrată fără această corecţie.

Sistemul denumit „DNL" nu are efect decît la redare, reducînd suflul şi frecvenţele înalte sub o anumită valoare stabilită ca prag. Este un sistem mai simplu care aduce o îmbunătăţire a audiţiei, dar mai mică decît a circuitului „Dolby".

Circuitul Dolby ridică la înregistrare amplitudinea semnalelor de frecvenţă înaltă dacă amplitudinea acestora este sub un anumit prag.

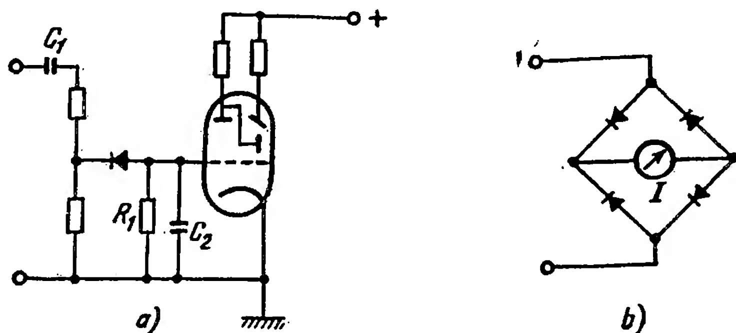


Fig. 13.34. Indicator de nivel:
a – cu ochi magic; *b* – cu instrument indicator.

În mod similar însă invers este coborît nivelul frecvenţelor înalte, dacă nivelul lor se găseşte sub pragul stabilit. Cîştigul în raportul *semnal/zgomot* care se poate obţine cu acest sistem este de circa 10 dB.

În figura 13.35 este prezentată schema-bloc principială pentru sistemul DNL. La ieşire din preamplificator (la redare) semnalul este divizat pe două ramuri. Pe cea superioară un filtru trece sus lasă să treacă frecvenţele peste 4 kHz, semnalul de la ieşirea acestuia se aplică unui amplificator cu nivel de ieşire constant independent de amplitudinea semnalului de la intrare, care face şi o inversare de 180°. Urmează un corector de fază care compensează decalajul introdus de filtru.

Cele două canale se aplică unui sumator care face suma semnalelor. Nivelul este astfel reglat încît atunci cînd amplitudinea frecvenţelor înalte

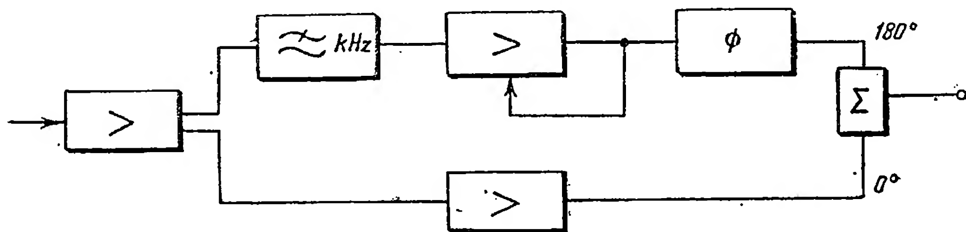


Fig. 13.35. Schema-bloc a sistemului DNL.

este redusă, amplitudinea celor două canale fiind de semne contrare ele să se scadă. Canalul superior avînd permanent un nivel de ieşire constant echivalent cu un prag de –30 –40 dB sub cel normal, înseamnă că pe măsură ce semnalul la intrare creşte, scăderea frecvenţelor înalte la ieşire devine neglijabilă şi invers, cînd frecvenţele înalte au o amplitudine redusă, zgomotul scade odată cu acestea.

g. Alimentarea motoarelor magnetofoanelor portabile

Pentru o turaţie constantă la magnetofoanele şi casetofoanele portabile se utilizează un sistem de reglaj al turaţiei motorului prezentat în figura 13.36.

Motorul magnetofonului este de tipul cu colector de curent continuu, cu magnet permanent funcţionînd la o tensiune nominală de 9 V cu o viteză de 2 500 rot/min. Turaţia motorului este menţinută constantă cu un regulator centrifugal care utilizează două tranzistoare (fig. 13.36). Motorul se alimentează prin rezistenţa R_{45} (rezistenţa R_{44} fiind scoasă din circuit cu butonul stop) pe care este montat în derivaţie tranzistorul T_8. Curentul tranzistorului T_8 este determinat de tranzistorul T_9. Contactul regulatorului centrifugal al motorului leagă baza şi colectorul tranzistorului T_8 printr-o rezistenţă, scăzînd astfel rezistenţa internă între colector şi emitor. Se aplică în acest fel o tensiune negativă pe baza lui T_8 şi între colectorul şi emitorul acestuia trece un curent mare. Rezistenţa R_{45} este şuntată de tranzistor şi prin circuit trece curent mare, creşte tensiunea de alimentare mărind turaţia motorului. Cînd se ajunge la turaţia nominală, dispozitivul centrifugal se echilibrează, însă contactul acestuia se desface numai după ce turaţia nominală este depăşită, ceea ce face să crească rezistenţa tranzistorului T_9, care blochează pe T_8. Motorul este din nou alimentat prin R_{45} curentul scade, şi deci turaţia acestuia scade. Pentru ca schimbările în comanda motorului să nu se facă brusc şi pentru protejarea contactului, s-a introdus în circuit condensatorul C_{24}.

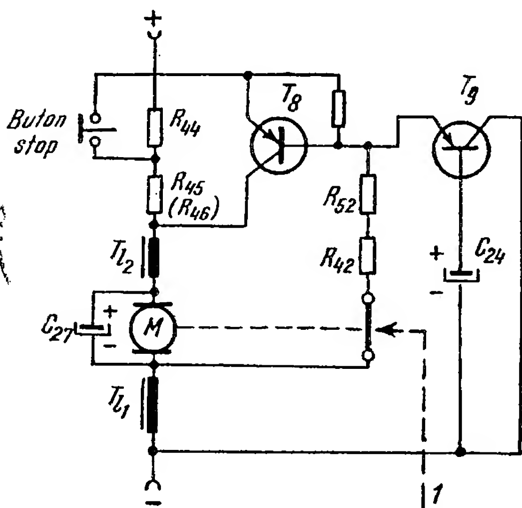


Fig. 13.36. Schema dispozitivului de reglare a turaţiei motorului.

În serie cu rezistenţa R_{45} este conectată şi rezistenţa R_{44}, care în funcţionare normală este scurtcircuitată de butonul stop. În afara situaţiei de antrenare normală a benzii, apăsînd butonul stop se conectează în serie rezistenţa R_{44}, prin motor circulînd un curent mai mic, acesta se roteşte în continuare, fără sarcină, cu o turaţie echivalentă cu cea nominală.

h. Tendinţe actuale

În prezent se fabrică atît magnetofoane cu tuburi electronice, cît şi cu tranzistoare, cu o vizibilă tendinţă către cele din urmă. În general se urmăresc performanţe superioare, atît în ceea ce priveşte partea mecanică, cît şi în ceea ce priveşte echipamentul electronic. Utilizarea a trei motoare în magnetofoanele de calitate dă posibilitatea unei constanţe mult mai mari a vitezei şi o schemă cinematică mai sigură şi robustă, realizînd un factor de

fluctuaţie foarte redus şi o tensionare constantă a benzii. S-au făcut progrese chiar în magnetofoanele de amatori în ceea ce priveşte perfecţionarea ghidării benzii şi a menţinerii constante a tensiunii de întindere în bandă în funcţie de diametrul înfăşurării benzii pe role. Se fabrică în mod curent magnetofoane cu 3 ... 5 capete folosite la controlul înregistrării pe bandă, în timpul imprimării, efecte sonore, ecou reverberaţie, mixaje, trucaje. În ultimul timp s-au construit magnetofoane cu tranzistoare cu siliciu de zgomot mic, care realizează o dinamică bună, la un consum şi gabarit redus. Amplificatoarele magnetofoanelor recente mono şi stereo au încorporate amplificatoare de înaltă fidelitate cu posibilităţi de reglare a tonului, puteri de ieşire între 4 şi 15 W mono sau pe un canal în cele stereo şi un coeficient de distorsiuni sub 1%, nemaifiind necesar un amplificator suplimentar pentru o audiţie de înaltă fidelitate. Aceste magnetofoane au posibilitatea folosirii independente a amplificatorului de putere la reproducerea de pe picup-radio-microfon etc.

Se construiesc tot mai mult magnetofoane şi casetofoane cu 4 piste atît mono cît şi stereo, care au un consum de bandă redus, şi ale căror performanţe se apropie de ale celor cu 2 piste. Unele magnetofoane au posibilitatea stabilirii automate a nivelului la înregistrare, nemaifiind necesară manevrarea butonului de volum în funcţie de amplitudinea semnalului care se imprimă.

D. METODE DE VERIFICARE; ROLUL PIESELOR ŞI INFLUENŢA MODIFICĂRII PARAMETRILOR ACESTORA ASUPRA PERFORMANŢELOR PICUPURILOR

1. PERFORMANŢELE PICUPULUI

Performanţele mecanice importante sînt : viteza de rotaţie a planului, fluctuaţiile de viteză, trepidaţiile mecanice, forţa de apăsare pe disc şi forţa centripetă. Performanţele electrice sînt : caracteristica de frecvenţă globală (doză + amplificator), nivelul de zgomot (raportul *semnal util/zgomot*), coeficientul de distorsiuni, diafonia dintre canale.

2. METODE DE VERIFICARE A PERFORMANŢELOR PRINCIPALE LA PICUPURI

a. Verificarea vitezei de rotaţie a platanului

Viteza de rotaţie a platanului trebuie să corespundă cu turaţia nominală a discului ce urmează să fie redat. O turaţie mai mare face să crească înălţimea sunetului, iar una mai mică o scade.

Pentru verificarea vitezei de turaţie se utilizează indicatoarele mecanice sau discuri stroboscopice. Indicatorul mecanic de turaţie se montează pe axul platanului, iar valoarea turaţiei este dată de culorile sectoarelor ce apar în dreptul deschizăturii din partea superioară a dispozitivului. Culoarea verde corespunde rotaţiei normale, culoarea albă — la o rotaţie mai mică, iar culoarea roşie — la o rotaţie mai mare.

În mod curent se folosesc discuri stroboscopice confecţionate din carton sau aluminiu, pe care se lipeşte un disc din hîrtie albă prevăzut cu

sectoare negre alternate cu albe, plasate pe una sau mai multe coroane. În cazul iluminării discului de la rețea cu frecvența de 50 Hz și pentru turația n(rot/min) a platanului, numărul de sectoare negre N se calculează cu formula :

$$N = \frac{6\,000}{n}.$$

În mod curent există discuri care permit verificarea mai multor viteze (fig. 13.37, *a*), sau seturi de discuri stroboscopice cu trei coroane (fig. 13.37, *b*, *c*, *d*) pentru vitezele de rotație uzuale. Coroana din mijloc corespunde turației normale, iar coroana interioară și exterioară fixează limitele admisibile de variație a turației.

Verificarea se face astfel se așază discul stroboscopic pe platan și se iluminează cu o lampă fluorescentă, eventual cu un bec cu neon alimentat de la rețea. Dacă imaginea sectoarelor corespunzătoare vitezei discului rămîne

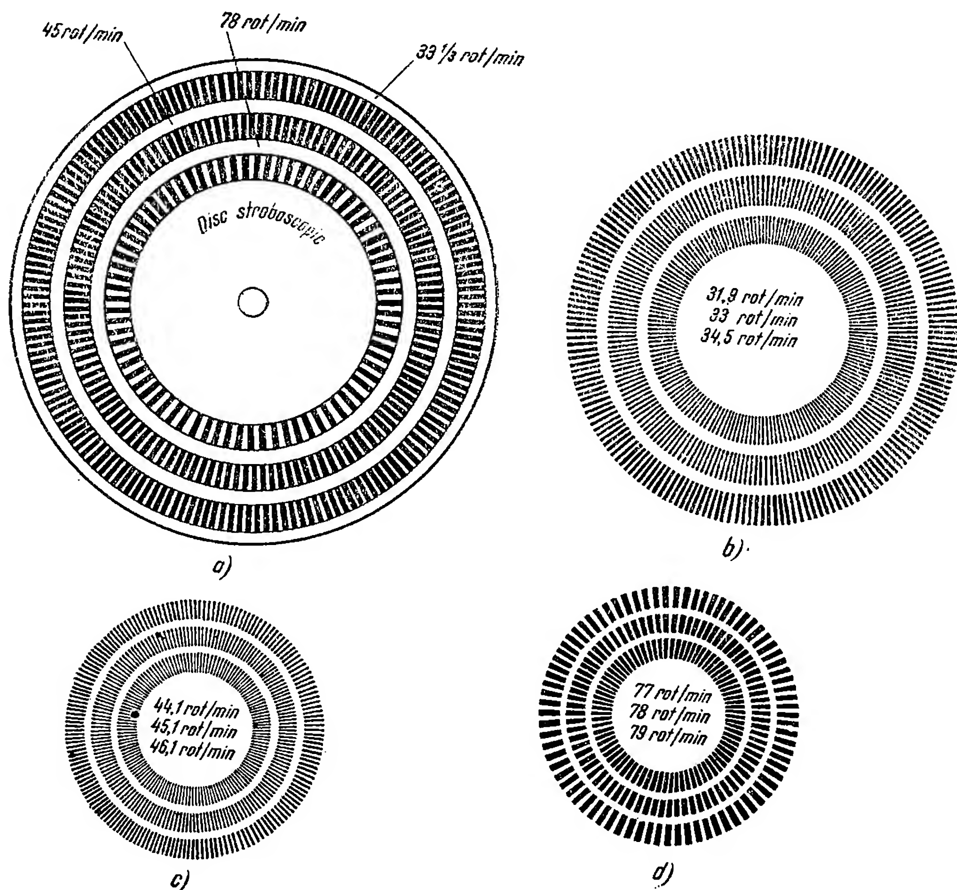


Fig. 13.37. Discuri stroboscopice :
a – pentru trei turații ; *b* – pentru 33 1/3 rot/mi ; *c* – pentru 45,1 rot/min ; *d* – pentru 78 rot/min.

staționară, atunci turația este normală. Dacă imaginea se rotește în sensul de rotație a platanului atunci rotația platanului este mai mare, iar dacă se rotește invers, este mai mică.

b. Verificarea fluctuațiilor de viteză

Urechea omenească este foarte sensibilă la astfel de fenomene. La o frecvență de 500 Hz înregistrată pe disc, urechea sesizează fluctuații de viteză de 0,3%. Acestea se determină cu aparate speciale, denumite *fluctuometre.*

Calitativ, fluctuațiile de viteză se verifică cu montajul din figura 13.38. Baza de timp a osciloscopului nu se sincronizează. Fluctuațiile de viteză lente sau rapide se constată după deplasarea sinusoidei către dreapta sau către stînga și după viteza de deplasare.

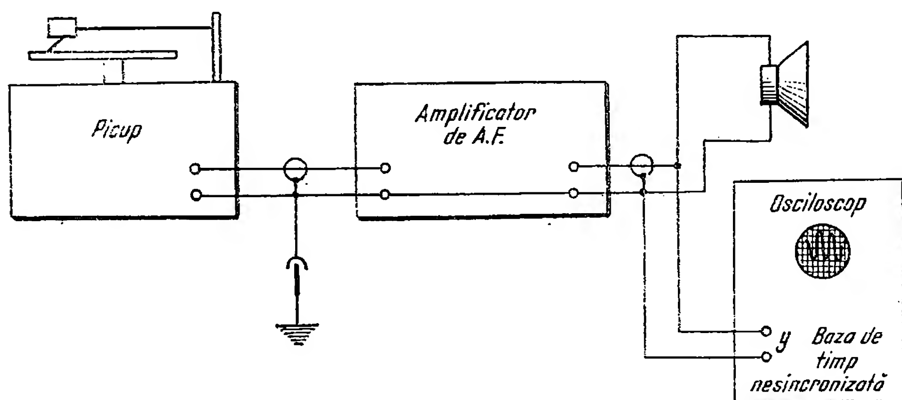


Fig. 13.38. Verificarea fluctuațiilor de viteză cu ajutorul osciloscopului catodic.

c. Verificarea trepidațiilor (vibrațiilor) mecanice

Trepidațiile mecanice se apreciază prin raportul *semnal/zgomot.* Se realizează montajul din figura 13.39. Discul folosit la această verificare este un disc de măsurare înregistrat pe porțiuni cu 100 Hz, la o viteză de 1,4 cm/s. Se citește indicația voltmetrului pentru porțiunile neînregistrate cu atenuatorul scos, și apoi se mărește atenuarea pe porțiunile înregistrate, pînă se obține aceeași indicație la voltmetrul de c.a. Diferența dintre cele două atenuări definește raportul *semnal de referință/zgomot,* produs de trepidațiile mecanice.

Metoda presupune ca atenuatorul calibrat să lucreze în condiții de adaptare.

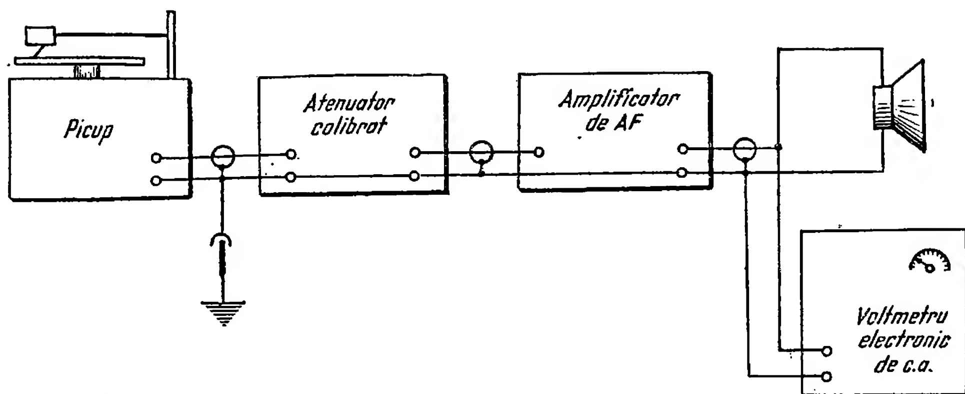


Fig. 13.39. Verificarea trepidațiilor mecanice cu metoda de comparație.

d. Verificarea forței de apăsare a brațului și a forței centripete

Forța de apăsare a brațului în dreptul acului de citire se măsoară cu dinamometrul sau cu o balanță de construcție simplă.

Forța centripetă face ca acul de citire să nu exercite aceeași apăsare pe ambii pereți ai șanțului gravat pe disc. Efectul global al acestei forțe constă în creșterea distorsiunilor de neliniaritate. Valoric, forța centripetă se cifrează la aproximativ 10% din forța de apăsare a unui ac cu raza de curbură de 16μ. La picupurile de calitate, forța centripetă este compensată prin intermediul unei greutăți sau al unui arc spiral care exercită o forță contrară forței centripete (adică radial dinspre centrul discului către periferie).

Verificarea se face prin vizualizarea pe ecranul osciloscopului a semnalului sinusoidal cu frecvența de 1 000 Hz imprimat pe un disc de măsurare (fig. 13.6). Oscilograma 13.6, *a* corespunde forței centripete necompensate, iar oscilograma 13.6, *b*, forței centripete compensate.

e. Verificarea caracteristicii de frecvență a picupurilor

Verificarea se face cu schema dată în figura 13.38, completată cu voltmetrul electronic conectat în derivație pe intrarea osciloscopului. Se poate verifica caracteristica de frecvență a dozei sau caracteristica globală a picupului (doză + amplificator). Pentru aceasta se folosește un disc etalon înregistrat cu gama de frecvențe 60...10 000 Hz cu repetare continuă. Pentru a se urmări mai bine oscilograma, la unele discuri etalon se introduc repere la frecvențele de 1, 3, 5, 7, 10 kHz, sub forma unor linii verticale plasate în partea de sus sau de jos a sinusoidei (fig. 13.40).

Sensibilitatea dozei se determină prin explorarea frecvenței de 1 kHz, înregistrată pe discul etalon. Valoarea citită la voltmetrul electronic poate fi luată drept referință pentru exprimarea caracteristicii în decibeli.

La fel se procedează cu dozele stereofonice, cu precizarea că se verifică fiecare canal în parte prin exploatarea unui disc stereofonic etalon.

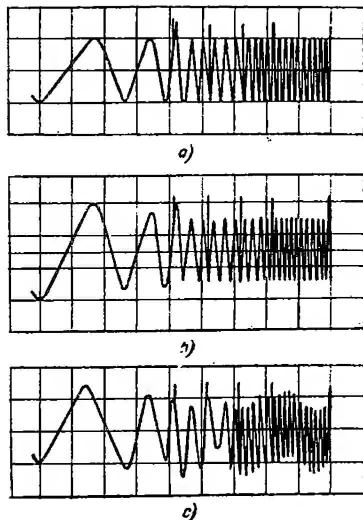


Fig. 13.40. Oscilograme obţinute la verificarea caracteristicilor de frecvenţă:
a – ideală; *b* – predominarea frecvenţelor joase; *c* – cu zgomot pronunţat.

Oscilogramele vizualizate pe ecran pun în evidenţă comportarea picupului la frecvenţe joase (fig. 13.40, *b*), precum şi prezenţa zgomotelor pronunţate (fig. 13.40, *c*), datorate mecanismului de antrenare sau semnalelor perturbatoare din reţea.

f. Verificarea nivelului de zgomot şi diafoniei la picupurile stereofonice

● **Pentru măsurarea nivelului de zgomot** se efectuează două citiri succesive la voltmetrul electronic sau la indicatorul de nivel. Prima, corespunzătoare semnalului de 1 000 Hz înregistrat pe o anumită porţiune a discului etalon, şi a doua, asupra porţiunii nemodulate a aceluiaşi disc (fără semnal).

Diferenţa celor două nivele sau raportul celor două valori exprimate în decibeli caracterizează performanţa *semnal/zgomot* a întregului lanţ de redare (disc + doză + amplificator + sistem de antrenare).

● **Pentru măsurarea diafoniei** se recurge la discuri stereofonice etalon înregistrate pe porţiuni (numai flancul exterior sau numai flancul interior al microşanţului). Măsurările se fac asupra nivelului de pe canalul pe care discul este înregistrat, şi apoi de pe canalul pe care discul nu este înregistrat. Diferenţa celor două nivele caracterizează diafonia picupului stereofonic.

g. Verificări suplimentare

Se verifică echilibrarea braţului în plan orizontal şi vertical: prima după stabilitatea braţului şi menţinerea acului în şanţ dacă discul este plasat excentric şi a doua după urmărirea şanţului dacă discul este aşezat înclinat pe platan.

Punctele de rezonanţă se determină la osciloscop vizualizînd forma semnalului înregistrat pe un disc etalon, pînă la frecvenţe de 50 kHz.

Amplificatorul de *AF* se verifică potrivit indicaţiilor date la etajele de *AF* din radioreceptoare.

a. Discurile

Acestea sînt purtătoarele de sunet. Dimensiunile geometrice ale discului şi ale şanţului sînt impuse prin norme internaţionale sau interne. Uzura discului şi eventualele defecte influenţează performanţele picupului.

Audierea unui disc reclamă asigurarea condiţiilor normale de exploatare în ce priveşte : viteza de rotaţie, dimensiunile acului de citire, forţa de apăsare a acului pe disc, frecările în lagăre ale braţului de picup în plan orizontal şi vertical (să fie minime), echilibrul dinamic al platanului, rotirea platanului în plan orizontal.

Manifestările acustice provocate de disc (pocnituri, zgomot de fond, fîşîit, repetarea semnalului prin întreruperea şanţului) se trădează audiind mai multe discuri fără uzură.

b. Braţul picupului

Are rolul să susţină doza. Calităţile braţului influenţează următoarele mărimi : forţa de apăsare, forţa centripetă, erorile unghiului de citire, caracteristica de frecvenţă datorită rezonanţei mecanice şi frecărilor în lagăre, unghiul vertical al acului de citire faţă de suprafaţa discului.

Forţa de apăsare (0,5 — 9 g) este dictată de caracteristicile discului, de materialul din care este confecţionat şi de raza de curbură a acului. O forţă de apăsare mai mare duce la deteriorarea şanţurilor gravate şi la creşterea nivelului de zgomot.

La picupurile de înaltă calitate forţa de apăsare se poate regla cu ajutorul contragreutăţii. Forţa centripetă necompensată face să crească distorsiunile de neliniaritate. Compensarea acestei forţe se impune numai la picupurile de înaltă fidelitate.

Erorile unghiului de citire (unghiul de citire „α" este unghiul format din axul dozei cu tangenta la şanţ) afectează distorsiunile introduse de picup. Acestea sînt cu atît mai mari cu cît unghiul de citire este mai mare. Pentru un picup de construcţie industrială, problema unghiului de citire se pune numai în măsura în care braţul se schimbă cu altul diferit de cel original.

Atît frecările exagerate în lagăre, cît şi echilibrul static şi dinamic necorespunzător, duc la modificarea caracteristicii de frecvenţă. La fel, rezonanţele mecanice ale sistemului de citire şi de redare a sunetelor (difuzoare).

În mod operativ, echilibrul în plan orizontal se constată prin aşezarea discului excentric pe platan. Dacă acul nu sare din şanţ, înseamnă că este bine echilibrat în acest plan. Echilibrarea în plan vertical se verifică prin aşezarea discului înclinat pe platan (se pune într-o parte un distanţier). Dacă acul urmăreşte în mod normal şanţul, înseamnă că este bine echilibrat în plan vertical.

c. Doza de citire (sau mecanolectorul)

Aceasta transformă energia mecanică în energie electrică. Doza trebuie să răspundă la anumite caracteristici : curba de răspuns cît mai fidelă într-o gamă de frecvenţe audio suficient de mare, zgomot de fond şi

distorsiuni cît mai mici, sensibilitate cît mai mare, impedanță de ieșire corespunzătoare transferului maxim de putere, frecvența de rezonanță proprie a echipamentului mobil în afara curbei de răspuns (a caracteristicii de frecvență).

În general dozele utilizate curent acoperă un domeniu de frecvențe de 40 ... 12 000 Hz, cu o abatere față de nivelul la 1 000 Hz mai mică de ± 5 dB, iar cele de calitate, de la 20 Hz la 25 000 Hz cu o abatere sub ± 1,5 dB.

Unele doze redau favorizat frecvențele joase (dozele electromagnetice și piezoelectrice) iar altele — frecvențele înalte (doze electrodinamice).

Distorsiunile variază între 1% (dozele de calitate) și maximum 10% (dozele obișnuite).

Calitățile dozei influențează nemijlocit principalele performanțe ale picupului. De acest lucru trebuie să se țină seama dacă defectul aparține dozei sau dacă urmează să fie înlocuită. Defectele dozei se constată odată cu ridicarea caracteristicii de frecvență a acesteia.

În dozele stereofonice se impune ca diafonia să fie mai mare de 20 dB.

d. Acul de citire

Acul trebuie să urmărească fidel ondulațiile șanțului gravat pe disc la înregistrare. Dimensiunile geometrice și calitățile materialului sînt elemente esențiale în procesul de citire a discurilor.

Poziția arcului în șanțul gravat trebuie să permită explorarea mediană flancurilor.

Dacă raza de curbură este mai mare, explorează umerii flancurilor, iar dacă este mai mică sau dacă acul este uzat, el explorează fundul șanțului. Și într-un caz și în altul, se deteriorează profilul șanțului iar audiția este distorsionată și însoțită de zgomot (fîșîit).

Exploatarea acului de citire se face pe o durată limitată, din cauza uzurii laterale (fig. 13.41, *b*). Acul uzat produce zgomote supărătoare, distorsiuni și contribuie la uzarea discului.

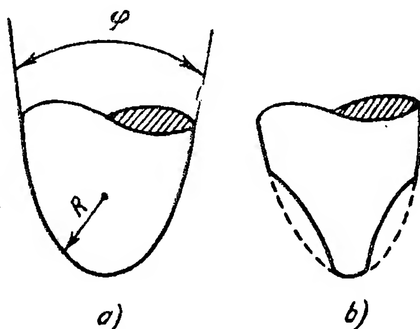


Fig. 13.41. Aspectul acelor de redare: *a* — neuzat; *b* — cu uzură pronunțată.

Pentru urmărirea normală a șanțului gravat se impune ca acul de citire să fie plasat în plan vertical. Poziția în plan vertical se constată în mod operativ prin așezarea brațului cu doza și acul pe o oglindă plană. Privit din față, acul și imaginea sa în oglindă trebuie să fie în continuare dacă poziția este corectă. O poziție înclinată față de planul vertical face să crească atît distorsiunile cît și uzura neuniformă a acului și a profilului șanțului.

e. Mecanismul de antrenare

● **Motorul electric.** În general se folosesc motoare electrice monofazate, alimentate de la rețea, de tip sincron și asincron cu condensator de pornire sau cu fază auxiliară în scurtcircuit. Motoarele uzuale absorb o

putere de 10 — 20 VA şi au o viteză de rotaţie a axului în sarcină de 1 500 pînă la 3 000 rot/min.

În situaţii particulare, se folosesc motoarele de curent continuu alimentate de la reţea, echipate cu regulator de turaţie (centrifugal) şi motoare alimentate de la baterii (3—24 V) cu viteze de rotaţie între 1 000 şi 10 000 rot/min.

Condiţiile impuse motorului sînt : viteza de rotaţie constantă şi fără zgomot ; frecarea în lagăre redusă la minimum ; să nu producă trepidaţii ; fixarea pe şasiu să fie elastică şi amortizată ; cîmpul magnetic de dispersie să fie redus la minimum pentru a nu influenţa doza (în special dozele de tip electrodinamic).

Defectele motorului şi ale suspensiei provoacă fluctuaţii de viteză, distorsiuni, audiţie necorespunzătoare (miorlăială), microfonie etc.

● **Platanul portdisc.** Platanul portdisc este antrenat de motor prin intermediul unor curele de transmisie sau cu ajutorul rolelor intermediare.

Acesta serveşte ca suport pentru disc, roteşte discul în plan orizontal şi uniformizează viteza de rotaţie, datorită momentului de inerţie ridicat (reduce fluctuaţiile de viteză). Abaterea de viteză a platanului nu trebuie să depăşească $\pm 2\%$ faţă de viteza nominală (la picupurile uzuale).

Bătaia axului central de fixare trebuie să fie mai mică de 0,02 mm, iar deplasarea verticală a platanului — mai mică de 0,3 mm.

O greutate mai mică a platanului sau descentrarea acestuia datorită deformării sau datorită jocului prea mare în lagăre, provoacă fluctuaţii de viteză, trepidaţii şi implicit duce la distorsiuni, nivel de zgomote mărit, audiţie necorespunzătoare.

● **Galetul în trepte, rola intermediară, curelele de transmisie.** Galetul în trepte sau axul etajat trebuie să se rotească fără abateri în plan orizontal, adică să fie perfect centrat.

Rola intermediară trebuie să fie centrată perfect, să se rotească în plan orizontal fără abateri şi cu frecări în lagăr minime, să se deplaseze pe verticală sub acţiunea butonului de comandă şi să adere la galetul în trepte pe mijlocul treptei, fără să atingă marginea altei trepte. Bandajul de cauciuc al rolei trebuie să fie perfect circular, să nu prezinte lovituri, deformări, şi să adere la platan şi la axul etajat fără alunecări.

Curelele de transmisie trebuie să transmită micşorarea fără alunecări sau trepidaţii.

Defectele dispozitivelor de cuplare şi de transmitere a mişcării pot provoca fluctuaţii de viteză, trepidaţii mecanice, caracterizate prin distorsiuni, imagine sonoră deformată (miorlăială) salturi de tărie şi frecvenţă etc.

f. Mecanismul de schimbare automată a discurilor şi dispozitivelor auxiliare

Mecanismul de schimbare automată a discurilor îndeplineşte următoarele funcţiuni : aşază discul pe platan, porneşte motorul şi plasează acul pe primul şanţ al discului, ridică braţul şi arcul de pe disc după terminarea acestuia şi aduce braţul pe poziţia de repaus. Dacă una sau mai multe din operaţiile amintite nu sînt realizate, înseamnă că mecanismul este defect.

Dispozitivele auxiliare sînt : întrerupătorul automat (la unele picupuri) de pornire şi oprire a motorului, dispozitivul mecanic sau electronic de reglare a momentului de pornire şi oprire a motorului.

Imposibilitatea de pornire sau oprire a motorului trădează defectele acestor dispozitive.

g. Amplificatorul de AF

Amplificatorul poate fi : separat de picup, în ansamblul picupului sau în partea de *AF* a radioreceptorului. Rolul pieselor pentru amplificatorul de *AF* este prezentat în capitolul 9.

4. LOCALIZAREA DEFECTELOR LA PICUPURI, ÎNLĂTURAREA DEFECTELOR

a. Localizarea defectelor

Metodica de localizare a defectului la picupuri presupune următoarea succesiune :

— verificarea sumară a picupului ;

— determinarea simptomului şi încadrarea defectului în categoria celor mecanice, electrice sau electronice ;

— localizarea defectului la nivelul piesei ;

— repararea sau înlocuirea piesei ;

— verificarea calităţii reparaţiei.

Verificarea sumară poate duce direct la localizarea piesei defecte. Cu această ocazie se constată dacă :

— schimbătorul de tensiune este pus corect pe tensiunea reţelei (fac excepţie picupurile montate în caseta radioreceptoarelor la care schimbătorul de tensiune nu este utilizat) ;

— schimbătorul de viteză funcţionează normal cu şi fără platan ;

— rola intermediară de fricţiune are inelul de cauciuc integru şi se deplasează normal în plan vertical şi orizontal, odată cu acţionarea schimbătorului de viteză (picupurile cu ax etajat) ;

— platanul nu prezintă lovituri mecanice, este bine centrat şi se mişcă cu uşurinţă cînd schimbătorul de viteză se găseşte pe o poziţie intermediară (poziţie de zero) ;

— curelele de transmisie (la unele tipuri de picupuri) au suficientă aderenţă la axul motor şi la rola intermediară ;

— acul este uzat sau ştirbit din cauza loviturilor.

Înainte de repararea propriu-zisă este indicat ca axele, lagărele, garniturile de pîslă, să fie unse şi îmbibate cu ulei, iar bucşa platanului să se introducă puţină vaselină.

Curelele de transmisie, inelul de cauciuc de pe rola intermediară, suprafeţele de fricţiune în general, se vor curăţa de urmele de ulei şi de grăsime, aşa încît alunecarea sistemului de transmisie să fie minimă. Prin aceasta se evită micşorarea vitezei platanului şi variaţiile de viteză.

Dacă defectul nu poate fi localizat cu aceste verificări, se trece la măsurarea performaneţelor potrivit metodelor prezentate în cadrul capitolului.

Pentru măsurarea performanţelor se recomandă următoarele :

— discul se aşază pe platan perfect centrat. O excentricitate de 0,1 mm faţă de axul platanului provoacă o variaţie supărătoare a sunetelor redate :

— în timpul verificării picupului nu se apasă pe braţul dozei, deoarece se deteriorează şanţurile gravate ;

— discurile etalon se manevrează cu grijă. Se va folosi în general numai o faţă a discului (cealaltă faţă se păstrează pentru referinţă) ;

— discurile se protejează de praf păstrîndu-le în învelişul lor protector ;

— se verifică acul de citire cu lupa (să nu fie uzat sau deteriorat) ;

— se verifică raza de curbură a acului (dacă este potrivită pentru dimensiunile şanţului de la disc) ;

— se verifică forţa de apăsare pe disc ;

— montarea şi demontarea platanului se va face numai pe una din poziţiile de zero ale schimbătorului de viteză (schimbător mecanic) ;

— este interzis ca doza şi acul să cadă pe diferite obiecte ; de asemenea, platanul.

Lanţul de redare (doza + amplificator) se verifică în mod operativ prin lovirea uşoară cu degetul a acului de citire. Dacă se aud pocnituri în difuzor, înseamnă că acesta este în stare de funcţionare.

Defectele mecanice se constată la controlul sumar al picupului. Dacă defectul afectează parţial performanţele, atunci după măsurarea acestora şi corelînd rezultatele măsurărilor cu rolul pieselor, se poate localiza în mod operativ piesa la nivelul subansamblurilor.

b. Defectele curente la un picup. Înlăturarea acestora

● **Defecte mecanice.** Sînt posibile următoarele defecte mecanice : platanul descentrat sau deformat, schimbătorul de viteză nu are opriri nete pe poziţiile corespunzătoare vitezelor, butonul pentru schimbat vitezele se roteşte greu, forţa de frecare între axul etajat şi rola intermediară este insuficientă (curelele de transmisie patinează), inelul de cauciuc de fricţiune al rolei intermediare nu apasă pe axul etajat, rola intermediară nu se poate deplasa în plan orizontal, apare zgomot mecanic cînd picupul este în stare de funcţionare, rolele de antrenare produc zgomot, axul motorului se roteşte însă platanul are viteză de rotaţie variabilă, în special pe poziţia 78 rot/min, braţul picupului este spart sau defect, platanul şi sistemul de antrenare nu funcţionează, axul motorului nu se roteşte, în schimb motorul se încălzeşte şi produce zgomot.

Cauzele posibile şi remediile se vor expune în ordinea în care au fost enumerate defectele.

— Piuliţa care prinde axul platanului este slăbită, eventual platanul a suferit o lovitură mecanică. Se demontează picupul şi se strînge piuliţa, după care aceasta se blochează cu vopsea. Dacă platanul este deformat, se va îndrepta şi apoi se va face un control serios al jocului în plan orizontal şi vertical.

— Butonul de rotire a schimbătorului de viteză se mişcă pe ax. Se strînge şurubul pe ax şi apoi se blochează cu vopsea.

— Cama de deplasare a rolei intermediare este slăbită. Se demontează picupul și se strînge piulița, după care se blochează cu vopsea.

— Pîrghia de deplasare în plan vertical a rolei intermediare se mișcă greu în șanțul elicoidal; de asemenea, există frecare mare între această pîrghie și axul de ghidare. Ca remediu, se unge cu ulei special pentru mecanisme fine axul suport al brațului portrolă, axul și bucșa de ghidare, șanțul elicoidal.

— Inelul de cauciuc de pe rola intermediară este murdărit cu ulei; de asemenea, curelele de transmisie din cauciuc. Se demontează picupul, se curăță cu alcool, apoi se pudrează cu talc.

Același efect îl are desprinderea arcului de apăsare a rolei intermediare pe platan. Ca remediu, se demontează picupul, sau se scoate din valiză și se montează arcul.

— Inelul de cauciuc de pe rola intermediară este uzat sau arcul de presiune este slăbit sau sărit. Se demontează picupul se scoate siguranța de la axul rolei și se înlocuiește inelul de cauciuc. Dacă arcul de presiune este sărit se montează, iar dacă este slăbit se readuce la presiunea normală.

— Piulița camei de rotire în plan orizontal este slăbită. Se strînge piulița și se blochează cu vopsea.

— Piulițele de fixare a motorului de șasiu sînt deșurubate. Se strîng piulițele pînă ce zgomotul dispare.

— Arcul de siguranță de la role este sărit. Se scoate platanul și se montează arcul de siguranță.

— Șurubul de strîngere al axului etajat la axul motorului este deșurubat. Se scoate platanul și se strînge șurubul, apoi se blochează cu vopsea.

— Brațul spart se înlocuiește după ce în prealabil s-au dezlipit conexiunile.

— Rotorul motorului este blocat. Se demontează picupul, se scoate platanul și apoi cu butonul pentru schimbat viteza în poziția zero, se racordează motorul la rețea. Se va mișca axul cu mîna după ce în prealabil s-au uns garniturile cu ulei. Dacă axul nu se rotește sau se rotește cu intermitență și însoțit de lovituri, se schimbă motorul sau eventual se repară.

● **Defecte electrice.** Sînt posibile următoarele defecte electrice: motorul nu funcționează, nu consumă energie electrică (bobinajul ars sau întrerupt), puterea la ax este redusă, pornirea se face numai la acționarea cu mîna, audiția pe poziția picup este foarte slabă sau nulă, audiția pe poziția picup este distorsionată, eventual însoțită de fîșiit puternic, redarea sunetelor se face cu fluctuații de frecvență sau de intensitate, în timpul redării apare fenomenul de microfonie.

Cauzele posibile și remediile se vor expune mai jos, în ordinea în care au fost enumerate defectele.

— Se verifică continuitatea conexiunilor pînă la întrerupător și de la întrerupătorul automat la înfășurarea motorului. După caz, se lipesc conexiunile sau se arcuiesc lamelele contactelor de la întrerupător. Se racordează motorul la rețea și se verifică dacă motorul primește tensiunea. Dacă tensiunea ajunge la motor dar acesta nu funcționează, înseamnă că înfășurarea este întreruptă sau arsă. Dacă înfășurarea este arsă se va reface bobinajul sau se va înlocui motorul.

În cazul motoarelor asincrone monofazate cu condensatoare de defazare, se dezlipește o bornă a condensatorului și se verifică dacă este scurtcir-

cuitat sau întrerupt în interior. Cînd se constată că este defect, se înlocuiește cu unul de valoare identică atît în ce privește capacitatea cît și tensiunea de lucru.

— Se verifică inițial funcționarea amplificatorului de audiofrecvență pe poziția radio în cazul radioreceptoarelor, sau cu generator de AF, în cazul amplificatoarelor separate.

Dacă audiția pe poziția radio este corespunzătoare, se verifică în ordine conexiunile și elementele de circuit de la doză pînă la potențiometrul de volum. Se vor face, după caz, conexiunile, se vor curăța contactele pe poziția picup, eventual se va înlocui condensatorul de cuplaj.

— Prezența distorsiunilor se datorește fie amplificatorului de audiofrecvență, fie traductorului mecanoelectric (doza). În ipoteza că amplificatorul funcționează normal, adică fără distorsiuni, atunci cauza trebuie căutată la doza de redare, care poate avea cristalul spart, tampoanele elastice deteriorate sau piesa de legătură cu elementul piezoelectric defectă. În situația respectivă se înlocuiește doza.

Acul dozei de redare poate provoca distorsiuni importante, mai ales dacă are o poziție asimetrică, lucru ce se poate constata la sunetele puternice.

Dacă distorsiunile apar spre sfîrșitul discului (la ultimele șanțuri) este indicat să se schimbe doza, sau dacă este posibil numai acul (tipuri mai vechi de doze).

Dacă distorsiunile sînt mai accentuate la redarea frecvențelor joase, trebuie verificate suspensiile elastice ale plăcii de bază.

Fîșîitul care însoțește audiția se datorește uzurii discului sau acului. Dacă se constată că fîșîitul este consecința uzurii acului, acesta se va verifica provizoriu cu o lupă. Același efect îl produce și un ac știrbit din cauza loviturilor. Verificarea concludentă a acului se face la microscop.

Microfonia se face simțită la redarea frecvențelor joase și mai ales la picupul montat în caseta radioreceptorului. Se verifică dacă puferele sînt în găurile de trecere, dacă șuruburile de fixare nu ating caseta și dacă conexiunile de la picup nu ating caseta sau nu sînt prinse între casetă și șuruburi. În general, se verifică sistemul de suspensie al picupului.

E. METODE DE VERIFICARE ȘI ROLUL PIESELOR ȘI INFLUENȚA MODIFICĂRII PARAMETRILOR ACESTORA ASUPRA PERFORMANȚELOR MAGNETOFOANELOR

1. PERFORMANȚELE MAGNETOFOANELOR

Prin performanțele magnetofonului se înțeleg indicii de calitate, precum și condițiile în care se realizează acești indici.

La obținerea performanțelor conlucrează toate piesele și subansamblurile magnetofonului.

Caracteristicile principale mecanice și electrice sînt; viteza nominală de antrenare; factorul de fluctuație de viteză; caracteristica de frecvență; raportul *semnal/zgomot* (dinamica); factorul de distorsiuni de neliniaritate; puterea nominală la ieșire; procedeul de înregistrare și redare (monofonic sau stereofonic); numărul pistelor înregistrate pe bandă; diametrul ad-

misibil al rolei de înfășurare; tensiunea și impedanța nominală de intrare; tipul microfonului utilizat; impedanța de ieșire; sursa de alimentare și consumul de energie preluată de la sursă; abaterile admisibile ale tensiunii de alimentare.

2. METODE DE VERIFICARE A PERFORMANȚELOR MECANICE ȘI ELECTRICE LA MAGNETOFOANE

a. Verificarea vitezei medii de antrenare a benzii

Vitezele uzuale de antrenare sînt: 76,2 cm/s (viteză folosită la magnetofoanele profesionale de studio de tip vechi); 38,1 cm/s pentru magnetofoanele profesionale de studio; 19,05 cm/s pentru magnetofoanele de amatori, de înaltă calitate, și pentru magnetofoanele de studio portabile; 9,5 cm/s pentru magnetofoanele de amatori, de calitate; 4,75 cm/s folosită la magnetofoanele de amatori fără pretenții de calitate; 2,4 cm/s, folosită foarte rar, cu precădere la înregistrarea vorbei.

Variația de viteză admisibilă depinde de viteza de deplasare a benzii. Astfel, pentru 76,2 cm/s și pentru 38,1 cm/s, abaterea admisibilă este de $\pm$ 0,2% la $\pm$ 0,3%, pentru 19,5 cm/s și 9,5 cm/s este de $\pm$ 0,8% la $\pm$ 2%. Dacă alimentarea magnetofonului se face din baterii sau acumulatoare, se admite o variație pînă la $\pm$ 3%.

La verificarea vitezei medii se recomandă ca intervalul de timp cronometrat să nu depășească 100 de secunde, iar condițiile de funcționare să fie cele mai defavorabile.

Aceste condiții se obțin dacă măsurarea se face la începutul benzii (rola complet încărcată), cu tensiunea de alimentare adusă la limita superioară, și la sfîrșitul benzii cu tensiunea de alimentare adusă la limita inferioară.

Metodele uzuale sînt: metoda stroboscopică, metoda indicatorului mecanic, metoda osciloscopului catodic, metoda benzii de lungime cunoscută.

● **Metoda stroboscopică.** Aceasta face uz de discuri stroboscopice ce se fixează pe axul de antrenare sau pe rola de ghidare. Unele magnetofoane au marcate din construcție sectoarele stroboscopice. Verficarea vitezei se face potrivit procedeului indicat la picupuri. Pentru măsurarea abaterii de viteză $\delta = \Delta v_{med}/v_{nom}$ (Δv_{med} este abaterea vitezei medii față de viteza nominală v_{nom}), se cronometrează timp de un minut numărul sectoarelor negre M ce trec prin fața unui punct fix. Raportul $M/60$ definește abaterea δ.

● **Metoda indicatorului mecanic** (tahometrului). Se măsoară turația n a axului de antrenare (în rot/min), cu ajutorul tahometrului. Viteza medie a benzii corespunde cu viteza periferică medie a axului de antrenare. Dacă se măsoară cu micrometrul diametrul D al axului de antrenare, atunci viteza medie se calculează cu relația $v_{med} = \pi Dn/60$.

● **Metoda osciloscopului catodic** (metoda figurilor Lissajoux). Schema și figurile obținute pe ecranul osciloscopului sînt prezentate în cap. 4, cu deosebirea că în locul generatorului de RF se folosește semnalul cu frecvența de 50 Hz luat de la rețea, iar în locul oscilatorului local se introduce semnalul de la ieșirea preamplificatorului de redare, furnizat de o bandă înregistrată cu frecvența rețelei la un magnetofon de înaltă calitate. Diferența de viteză face ca elipsa obținută pe ecran să degenereze în dreaptă. Dacă se cronometrează timpul T între două treceri ale elipsei prin dreaptă (dreptele să aibă aceeași înclinare), atunci raportul $1/T$ definește diferența

frecvențelor și implicit abaterea de viteză medie față de viteza nominală. Precizăm că elipsa degenerează în dreaptă la 0°, 180° și 360°. Dacă măsurarea începe în momentul transformării în dreaptă, sfîrșitul măsurării corespunde la a treia transformare în dreaptă.

● **Metoda benzii de lungime cunoscută.** Metoda necesită o bandă de măsurare de lungime dată și înregistrată cu semnal de 3 000 Hz sau 1 000 Hz. Se cronometrează timpul de trecere a porțiunii înregistrate. Raportul dintre lungimea dată și timp definește viteza medie. Dacă nu dispunem de bandă de măsurare, se procedează astfel : se măsoară o porțiune de bandă și se încadrează între două repere. Se cronometrează timpul de trecere a benzii între cele două repere. Raportul dintre lungime și timp definește viteza medie. Pentru calcularea abaterii de viteză, se raportează diferența $(v_{med} - v_{nom})$ sau $(v_{nom} - v_{med})$ la viteza nominală v_{nom}.

b. Măsurarea factorului de fluctuație

Măsurarea se face cu ajutorul fluctuometrului. Aparatul trebuie să măsoare factori de fluctuație între 0,1% și 10%, cu tensiuni de intrare cuprinse între 50 mV și 2—3V. Frecvența de măsurare este de obicei 3 000 Hz. Factorul de fluctuație este definit de raportul $K_f = \Delta f/f$, în care Δf este abaterea de frecvență, iar f — frecvența nominală înregistrată pe banda de măsurare. O valoare de 0,2% a factorului de fluctuație nu este sesizată de ureche. La redarea benzii de măsurare cu frecvența corespunzătoare fluctuometrului, acesta va indica direct factorul de fluctuație.

Rezultatele sînt mai concludente dacă se efectuează mai multe măsurări (la început, mijlocul și sfîrșitul benzii) și se face media aritmetică.

Pentru rezultate comparative, în procesul de depanare se poate utiliza un fluctuometru de construcție relativ simplă. Acesta este alcătuit dintr-un transformator de adaptare, un filtru trece-bandă acordat pe frecvența de măsurare și o punte de rezonanță sau o rețea selectivă (*T* podit), adusă la echilibru pe aceeași frecvență. Schema fluctuometrului și principiul de măsurare sînt date în figura 13.42. Pe poziția *1 — 1'* (fig. 13.42, *b*) se echilibrează puntea sau rețeaua „*T*“ podit, variind pe *R* și *C* pînă se obține indicația de minimum la voltmetrul electronic, potrivit frecvenței de măsurare de la generatorul de *AF* (3 000 sau 1 000 Hz). Pe poziția *2—2'* se înregistrează pe bandă aceeași frecvență, dacă nu dispunem de o bandă etalon înregistrată la un magnetofon de înaltă calitate. Pe aceeași poziție cu magnetofonul potrivit pe redare, se citește indicația dată de voltmetrul electronic. Fluctuația de viteză face ca semnalul înregistrat și redat să apară ca un semnal modulat în frecvență. În consecință, la redare, abaterile de la frecvența de de înregistrare sînt indicate de aparatul de măsurare datorită dezechilibrului punții sau al rețelei selective. Dacă semnalul de la intrarea fluctuometrului este menținut constant în toate măsurările, atunci indicația aparatului este proporțională cu factorul de fluctuație. În funcție de caracteristica aparatului de măsurare, indicațiile citite pot fi valori eficace, de vîrf sau vîrf la vîrf. (Se menționează că valorile vîrf la vîrf sînt duble față de valorile de vîrf.)

Valorile curente ale factorului de fluctuație (vîrf la vîrf) pentru diferite categorii de magnetofoane sînt : de 0,2—0,5% pentru magnetofoanele profe-

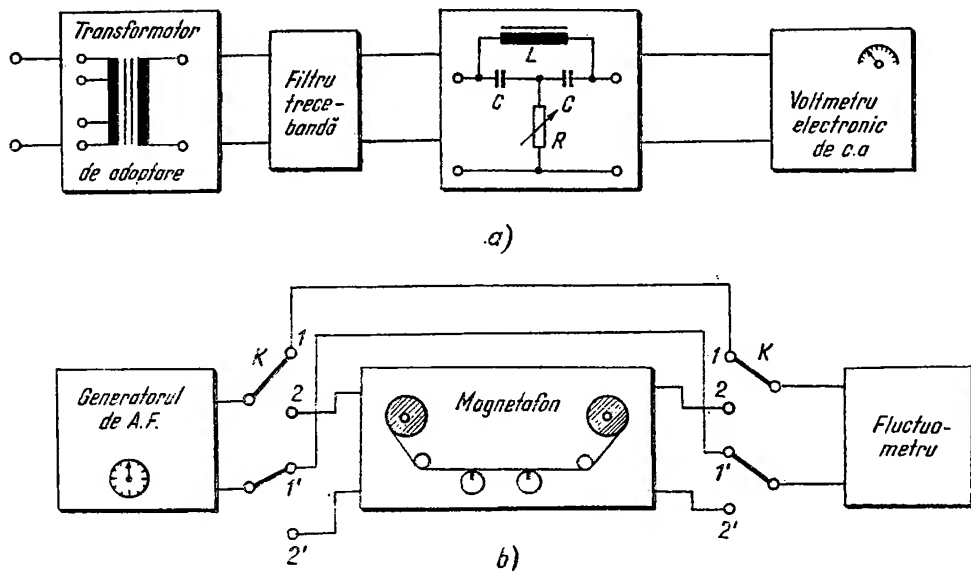


Fig. 13.42. Măsurarea factorului de fluctuație:
a – schema fluctuometrului; *b* – principiul măsurării.

sionale de studio, de 1—1,5% la magnetofoanele profesionale portabile și de 1—2,5% la magnetofoanele destinate marelui public (de amatori).

c. Măsurarea tensiunii în bandă, a forței de apăsare a rolei presoare, a cuplului de frînare și a cuplului motor

● **Măsurarea tensiunii în bandă** în timpul înregistrării sau redării se face cu ajutorul dinamometrului prevăzut cu rolă sau cu cîrlig de prindere (fig. 13.43, *a*, *b*). Valoric, tensiunea în bandă este cuprinsă între 70 și 200 gf, admițînd ca valori limită 50 și 250 gf. Locul unde se face măsurarea este indicat de fabricant în documentația tehnică a magnetofonului.

Cînd se folosește metoda de măsurare ilustrată în figura 13.43, *a* unghiul de deschidere al benzii în jurul rolei este de 120°. La aplicarea metodei pre-

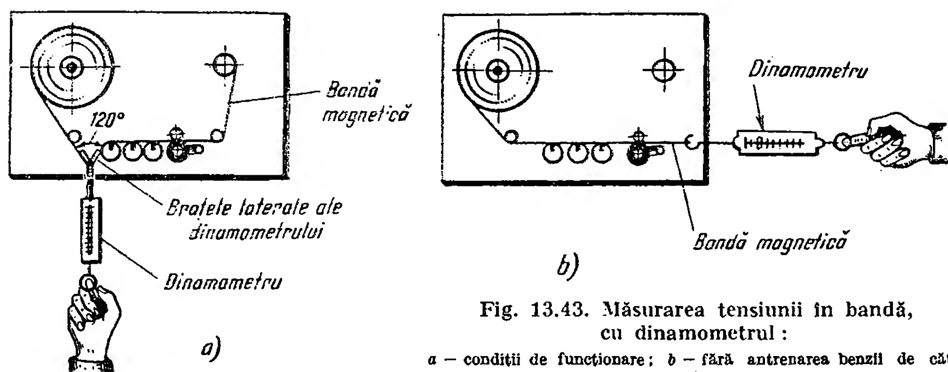


Fig. 13.43. Măsurarea tensiunii în bandă, cu dinamometrul:
a – condiții de funcționare; *b* – fără antrenarea benzii de către motor.

zentate în figura 13.43, *b*, se trage de bandă către dreapta cu o viteză aproximativ egală cu viteza de antrenare normală, în timp ce se citește la dinamometru tensiunea în bandă (magnetofonul poziționat pe redare).

● **Măsurarea forței de apăsare a rolei pe axul de antrenare.** Dinamometrul trebuie să măsoare forțe de 2—3 kgf și să fie prevăzut cu cîrlig la capătul tijei. Pentru măsurare, magnetofonul se poziționează pe redare fără bandă. Se trage de dinamometru (fig. 13.44), pînă ce rola presoare nu mai poate fi învîrtită de către ax. În acest moment se citește indicația la dinamometru. Următoarea citire se face cînd la slăbirea forței de întindere rola presoare începe să rotească. Media aritmetică a celor două valori definește forța de presare pe ax.

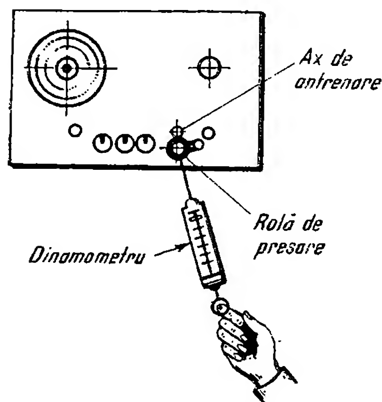


Fig. 13.44. Măsurarea forței de presare a rolei pe ax.

● **Măsurarea cuplului de frînare.** Se pune un rulou plin cu bandă pe suportul al cărui cuplu de frînare urmează să se măsoare, magnetofonul fiind poziționat pe stop. Tija dinamometrului se leagă la capătul liber al benzii (fig. 13.45). Se trage de dinamometru în sens invers, pînă cînd rolul cu bandă începe să se miște. Forța citită la dinamometru, înmulțită cu raza ruloului, măsoară cuplul de frînare exprimat în gf. cm sau kgf. m. Valoric, forța de apăsare pentru frînare este de 700 gf pentru benzile cu durată normală (diametru normal).

● **Măsurarea cuplului și a puterii la axul motorului.** Această măsurare devine utilă cînd motorul este defect. Se așază motorul în poziție verticală și se fixează de ax o șaibă cu diametrul *d* (fig. 13.46). Peste șaibă se trece o bandă căptușită cu ferodou sau cu alt material cu aderență bună. Un capăt

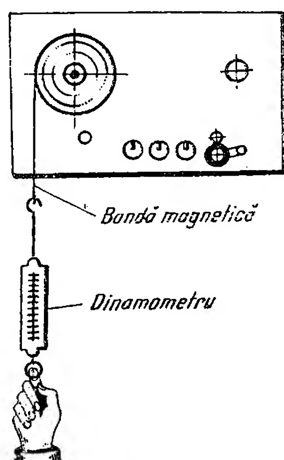


Fig. 13.45. Măsurarea cuplului de frînare.

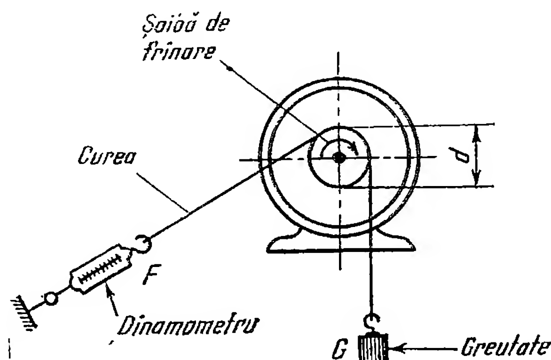


Fig. 13.46. Măsurarea cuplului și a puterii la axul motorului.

al benzii se leagă la dinamometru, iar celălalt la o greutate G. Sensul de rotire a axului este indicat de săgeată. Datorită frecării, motorul trage frîna cu bandă, în timp ce dinamometrul înregistrează o forţă F. Cuplul motor M este dat de relaţia $m = d(F - G)/2$. Puterea se calculează cu relaţia $P = (F - G)n \cdot d/192\,000$, în care n este turaţia în rot/min.

d. Măsurarea caracteristicii de frecvenţă

Caracteristica de frecvenţă se măsoară pentru canalul de redare sau, pe global, pentru înregistrare-redare. Metodele uzuale sînt : metoda benzii de referinţă ; metoda circuitului echivalent ; metoda bobinei excitatoare. Metodele enumerate se aplică la măsurarea caracteristicii canalului de redare.

● **Metoda benzii de referinţă sau de măsurare.** Schema de montaj este prezentată în figura 13.47. Măsurarea se face pe rezistenţa echivalentă de

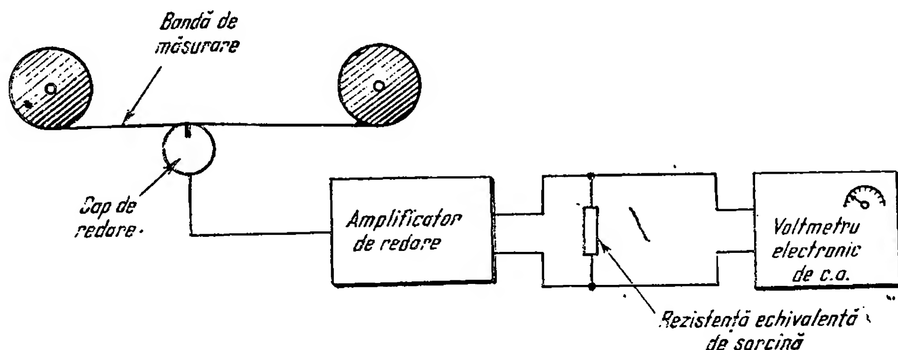


Fig. 13.47. Montaj pentru măsurarea caracteristicii de frecvenţă a canalului de redare.

sarcină conectată la ieşirea amplificatorului de redare sau la ieşirea de linie dacă magnetofonul nu este prevăzut cu amplificator de putere. Reglajele de ton se poziţionează pe „ton deschis" iar reglajul de volum pe o poziţie care asigură tensiunea nominală la ieşire (banda înregistrată cu nivel maxim). Se verifică dacă capul de redare este reglat corect astfel că întrefierul să fie perpendicular pe direcţia de deplasare a benzii. Se redă partea benzii de măsurare destinată ridicării caracteristicii de frecvenţă. Se citesc valorile tensiunilor la ieşire pentru diferitele frecvenţe înregistrate pe bandă. Acestea se raportează la tensiunea corespunzătoare frecvenţei de referinţă înregistrate în prima parte a benzii şi care la diferite viteze este de : 1 000 Hz pentru 76,2 şi 38,1 cm/s ; 333 Hz la 19,05 cm/s şi 166 Hz la 9,5 cm/s. Rezultatul se exprimă în decibeli şi se reprezintă sub formă de diagramă. Graficul trebuie să se încadreze în limitele impuse prin norme.

● **Metoda circuitului echivalent** (fig. 13.48). Această metodă nu face uz de bandă de referinţă. Semnalul de intrare este furnizat de un generator de AF. Tensiunea la intrare trebuie să varieze după aceeaşi lege cu tensiunea indusă de bandă în înfăşurarea plasată pe capul de redare şi să fie de acelaşi ordin de mărime. Variaţia tensiunii de intrare pentru diferite viteze

de corectează cu circuitul de corecție între generatorul de AF și amplificatorul de redare. Pentru diferite viteze, valorile lui C, R_1 și R_2 sînt

la 76,2 și 38,1 cm/s : $C = 10$ nF ; $R_1 = 3,5$ kΩ ; $R_2 = 10$Ω.

la 19,05 cm/s : $C = 10$ nF ; $R_1 = 10$ kΩ ; $R_2 = 10$Ω ;

la 9,5 cm/s : $C = 10$nF ; $R_1 = 20$ kΩ ; $R_2 = 10$ Ω.

După ce se citesc valorile la voltmetrul electronic și se exprimă rezultatul în dB, se scad din aceste valori atenuările introduse de lungimea finită a întrefierului la diferite frecvențe. Atenuările se calculează teoretic dacă se cunoaște lungimea efectivă a întrefierului.

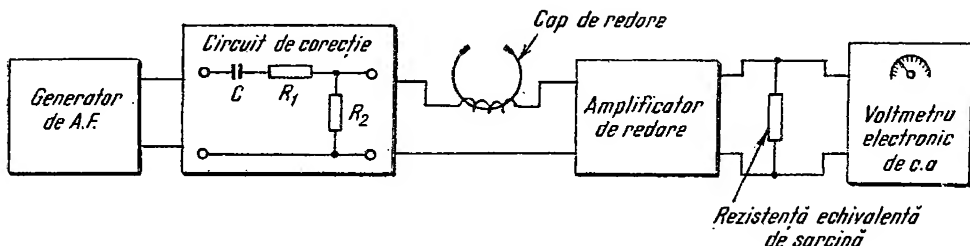


Fig. 13.48. Schema de montaj pentru aplicarea metodei circuitului echivalent.

● **Metoda bobinei de excitare** (fig. 13.49). Semnalul furnizat de generatorul de AF este injectat în înfășurarea capului de redare, prin intermediul unei bobine de excitare care produce un flux asemănător cu fluxul creat de banda de referință. Rezistența conectată în serie cu bobina are rol de

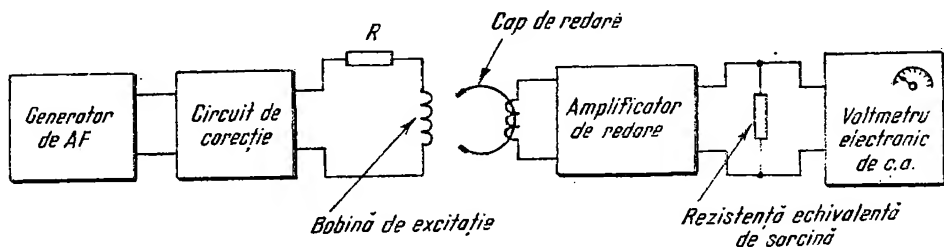


Fig. 13.49. Schema de montaj pentru aplicarea metodei bobinei de excitare.

liniarizare a curentului. Legătura între reactanța ωL și R la frecvența cea mai ridicată audio este : $\omega L \leqslant 0,15\ R$. Circuitul de corecție are aceeași semnificație ca și la metoda circuitului echivalent. Ca procedeu, se variază frecvența generatorului de AF și se citesc valorile la voltmetrul electronic. Se raportează tensiunile citite la tensiunea corespunzătoare frecvenței de referință și se scad atenuările corecției datorite întrefierului.

Ambele metode de măsurare sînt utile, în procesul de depanare, deoarece sînt înlăturate erorile introduse de uzura capului de redare sau de ghidare necorespunzătoare a benzii.

e. Măsurarea caracteristicii globale de frecvență

Reglajele de ton și volum ale canalului de redare rămîn poziționate ca și în cazul anterior.

Semnalul aplicat de la generatorul de *AF* pentru înregistrare se controlează cu VE_1 (fig. 13.50). Nivelul de înregistrare trebuie să fie cu 20 dB mai mic decît nivelul maxim de înregistrare de pe banda de referință, în scopul de a se evita saturația benzii la frecvențele înalte (din cauza corecției de la înregistrare). În continuare, se menține tensiunea generatorului de *AF* constantă și se variază frecvența potrivit valorilor de pe bandă de referință

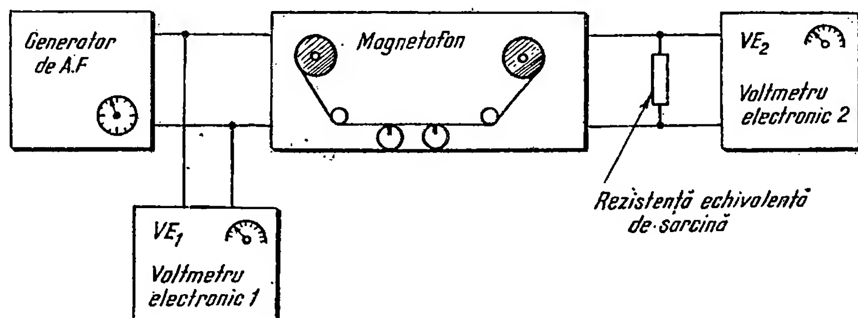


Fig. 13.50. Montaj pentru măsurarea caracteristicii globale de frecvență.

(de măsurare). La redare se citesc valorile tensiunilor la VE_2, se raportează la tensiunea de referință și se exprimă în decibeli. Rezultatul prezentat grafic materializează caracteristica globală de frecvență.

Caracteristica de frecvență la magnetofoanele profesionale de studio este liniară între 30 și 15 000 Hz, la cele profesionale portabile între 50 și 10 000 Hz, la cele de amatori între 30 și 15 000 Hz pentru viteza de 19,05 cm/s, și între 100 și 5 000 Hz la 4,75 cm/s.

f. Măsurarea raportului semnal/zgomot (dinamica)

Raportul dintre tensiunea de la ieșirea magnetofonului corespunzătoare nivelului maxim înregistrat pe bandă și tensiunea de zgomot la ieșire (în aceleași condiții) obținută la redarea unei porțiuni de pe banda neînregistrată (exprimat în dB) caracterizează dinamica globală sau a canalului de redare. Pentru măsurare se utilizează schema de montaj din figura 13.50. Frecvența la care se face măsurarea corespunde cu frecvența înregistrată pe prima parte a benzii de referință. Dacă se măsoară dinamica canalului de redare, se recomandă ca aceasta să se facă în două situații : cu mecanismul de antrenare oprit și apoi pornit. Reglajele de ton și volum sînt poziționate potrivit indicațiilor date la măsurarea caracteristicii de frecvență.

g. Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate

Această măsurare se face cu montajul din fig. 13.50, completat cu un distorsiometru conectat în derivaţie pe VE_2. Măsurarea se face la frecvenţe cuprinse între 300—1 000 Hz, înregistrate în prealabil pe bandă de la generatorul de *AF*. Reglajele de volum şi ton rămîn poziţionate potrivit indicaţiilor date anterior. Valorile distorsiunilor citite la aparatul de măsurare nu trebuie să depăşească 1,5% la magnetofoanele stereofonice, 3% la magnetofoanele profesionale şi 5% la magnetofoanele pentru marele public (de amatori).

h. Măsurarea puterii de ieşire

Măsurarea se face la magnetofoanele prevăzute cu amplificator de putere. Rezistenţa de sarcină înlocuieşte difuzorul şi are valoarea egală cu impedanţa bobinei difuzorului la 1 000 Hz. Se foloseşte montajul din figura 13.50, completat cu distorsiometrul. Reglajul de volum se poziţionează astfel ca distorsiunile să nu depăşească valorile admisibile indicate de fabricant. Se citeşte tensiunea la bornele rezistenţei *R*, la VE_2. Raportul U_{ef}^2/R defineşte puterea de ieşire $P_{ieş}$.

i. Măsurarea impedanţei de intrare şi de ieşire a magnetofonului

Se realizează montajul din figura 13.51. Măsurarea se face la frecvenţa de 1 000 Hz. Se reglează rezistenţa variabilă etalonată RV_1 pînă ce voltmetrele electronice VE_1 şi VE_2 indică aceeaşi tensiune. Valoarea rezistenţei RV_1 în această situaţie reprezintă tocmai modulul impedanţei de intrare a magnetofonului.

Pentru măsurarea impedanţei de ieşire se reglează RV_2 pînă ce voltmetrul electronic conectat la ieşire indică jumătate din tensiunea măsurată

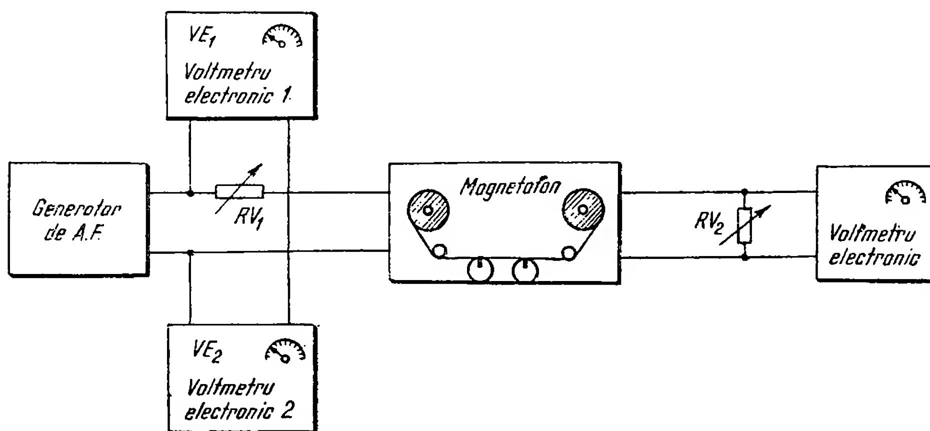


Fig. 13.51. Montaj pentru măsurarea impedanţei de intrare şi ieşire.

în gol la ieşire. Valoarea rezistenţei RV_2 obţinută în această situaţie reprezintă modulul impedanţei de ieşire. Măsurarea se face pentru ieşirea din linie şi difuzor, dacă magnetofonul este prevăzut cu amplificator de putere.

j. Măsurarea curenţilor din capetele de înregistrare şi ştergere

Pentru măsurarea curenţilor se aplică metode indirecte. Se măsoară căderea de tensiune la bornele rezistenţei R cu ajutorul voltmetrului electronic. Voltmetrul electronic trebuie să măsoare tensiuni pînă la frecvenţe de cel puţin 100 kHz. Schema de montaj este dată în figura 13.52. Rezistenţa R

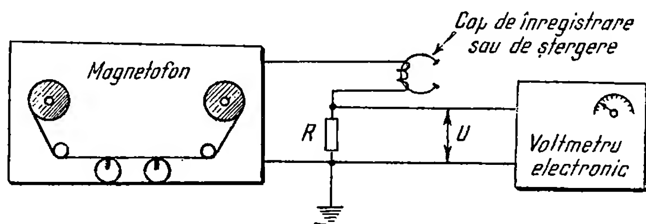


Fig. 13.52. Montaj pentru măsurarea curenţilor din înfăşurările capetelor de înregistrare şi ştergere.

este de valoare mică şi cunoscută. Raportul dintre U citit la VE şi R defineşte curentul prin înfăşurarea capului. Dacă înfăşurarea nu are punct de masă, măsurarea se face cu ajutorul unui instrument echipat cu termocuplu. Măsurarea curentului de polarizare se face în lipsa semnalului de AF. Pentru măsurarea curentului de AF se elimină curentul de polarizare intercalînd între rezistenţa R şi VE un filtru trece-jos sau şuntînd rezistenţa R cu un condensator a cărui reactanţă la frecvenţa curentului de polarizare să fie de cel puţin 20 ori mai mică decît R.

Valoarea normală a curentului de polarizare trebuie să fie de 2—4 ori mai mare decît valoarea curentului de AF. În general, curentul de ştergere este de 40...50 mA, iar curentul de polarizare de 1,1...1,7 mA. Frecvenţa curentului este cuprinsă între 30 şi 100 kHz şi trebuie să fie de cel puţin 5 ori mai mare decît frecvenţa audio maximă.

k. Măsurarea diafoniei la magnetofoanele stereofonice

Pentru măsurare se foloseşte o bandă de referinţă, pe o porţiune a ei înregistrată pe canalul din stînga şi neînregistrată pe canalul din dreapta şi pe restul invers. Se măsoară la ieşirea canalului de redare nivelul corespunzător porţiunii înregistrate şi nivelul corespunzător porţiunii neînregistrate. Raportul tensiunilor exprimat în decibeli măsoară diafonia.

1. Măsurarea eficacității reglajului automat de nivel

Unele magnetofoane au amplificatorul de înregistrare prevăzut cu etaj de reglare automat al amplificării. Măsurarea se face variind amplitudinea semnalului de la intrare în anumite limite. Pentru variațiile semnalului de intrare se măsoară variațiile tensiunii de ieșire la voltmetrul electronic. Diferența dintre domeniile de variație a semnalului de la intrare și de la ieșire exprimată în decibeli măsoară eficacitatea circuitului de reglaj. Astfel, la o variație de 30 dB a semnalului de intrare rezultă o variație de 2,5 dB a semnalului de ieșire (30—2,5 = 27,5 dB).

3. ROLUL PIESELOR ȘI INFLUENȚA MODIFICĂRII PARAMETRILOR ACESTORA ASUPRA PERFORMANȚELOR MAGNETOFONULUI

a. Banda magnetică

Banda magnetică poate provoca distorsiuni de frecvență, de neliniaritate, fluctuații și zgomote.

Distorsiunile de frecvență se datoresc fenomenului de demagnetizare și de pătrundere a magnetizării în stratul activ. Pătrunderea este mai mică la frecvențe ridicate și mai mare la frecvențe joase. Distorsiunile de frecvență cresc dacă suprafața activă nu este suficient de netedă.

Distorsiunile de neliniaritate se datoresc neliniarității curbei de magnetizare a benzii.

Zgomotele sînt provocate de starea de prelucrare a stratului activ. Dacă suprafața nu este prelucrată, crește zgomotul benzii și uzura capetelor magnetice.

Fluctuațiile apar datorită oscilațiilor longitudinale ale benzii, pe o frecvență cuprinsă între 1 000 și 3 000 Hz. Acestea sînt înlăturate cu ajutorul rolei mobile de ghidare.

b. Capetele magnetice

● **Capul de înregistrare.** Sensibilitatea capului de înregistrare depinde de lungimea întrefierului posterior și de dimensiunile geometrice ale întrefierului de lucru. O adîncime mai mică a întrefierului de lucru și o lățime mai mare face să crească sensibilitatea. Uzura capului contribuie la creșterea sensibilității; în schimb, se înrăutățește caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor audio înalte.

O lățime mai mare a întrefierului posterior exclude saturarea miezului de către curentul de polarizare, contribuie la liniarizarea curbei de răspuns și înlătură apariția inducției remanente, micșorînd în schimb sensibilitatea.

Inductanța înfășurării cu rezistență mică este cuprinsă între 3 și 10 mH. O inductanță mai mare (curentul dependent de frecvență) afectează caracteristica de frecvență și mărește pericolul rezonanței în domeniul audiofrecvențelor sau al semnalului de polarizare. O valoare mai mică nu asigură curentul necesar de înregistrare și înrăutățește raportul *semnal/zgomot.*

● **Capul de redare.** Un intrefier mai mare (uzura capului) contribuie la creşterea distorsiunilor de frecvenţă. Atenuarea frecvenţelor înalte audio nu trebuie să depăşească 2...4 dB pentru magnetofoanele profesionale şi 5...10 dB pentru cele de amatori. Capetele cu impedanţă mică au inductanţa cuprinsă între 50 şi 100 mH, iar cele cu impedanţă mare au inductanţa de maximum 2—3 H.

La capetele de redare stereofonică, acţiunea unei piste asupra celeilalte este foarte puternică. Din această cauză, cele două jumătăţi de capete trebuie să fie ecranate. Se recomandă ca atenuarea de diafonie să nu fie mai mică de 35 dB (preferabil 50 dB). La redare niveluri furnizate de cele două capete nu trebuie să difere cu mai mult de 1 dB (nivelul corespunde tensiunii măsurate la 12 kHz şi la 1 kHz).

Fantele capetelor trebuie să fie coliniare. Decalajul admisibil este de $\pm$ 2μ. Dereglarea capului de redare înrăutăţeşte caracteristica de frecvenţă (la frecvenţe joase) şi micşorează sensibilitatea.

● **Capul de ştergere.** Inductanţa înfăşurării este cuprinsă între 2 şi 6 mH. În multe cazuri înfăşurarea face parte din circuitul rezonant al oscilatorului.

O valoare mai mică a întrefierului pentru o viteză mare de deplasare a benzii înrăutăţeşte ştergerea benzii.

Puterea absorbită de la oscilator de către capul cu impedanţă mică este de 2...4 W (tole din ferosiliciu sau permaloi) şi de 0,1...0,2 W pentru miezuri de ferită. O valoare mai mare sau mai mică a puterii absorbite modifică condiţiile de funcţionare ale oscilatorului şi înrăutăţeşte înregistrarea semnalelor pe bandă.

● **Capul combinat (universal).** Utilizarea capului combinat cu impedanţă mare reclamă ca frecvenţa oscilatorului să nu depăşească 50 kHz, deoarece inductanţa împreună cu capacităţile parazite pot duce la circuite rezonante a căror frecvenţă proprie să corespundă cu a oscilatorului sau cu frecvenţe din domeniul audio.

● **Ecranele capetelor şi bobina de compensare a brumului.** Ecranele pentru capul de înregistrare şi redare, ca şi cele pentru capul combinat, au rolul de a diminua acţiunea cîmpurilor perturbatoare provocate de motoare, de transformatoare şi de electromagneţi. În general capul de redare şi capul combinat reclamă o dublă ecranare. Ecranul capului de ştergere serveşte la anularea cîmpului provocat de curentul din circuitul de ştergere.

Bobina de compensare este alcătuită din cîteva spire conectate în serie cu înfăşurarea capului de redare. Tensiunea indusă în bobină anulează acţiunea tensiunii perturbatoare induse în înfăşurarea capului de redare.

Conectarea inversă a bobinei de compensare, precum şi modificarea poziţiei acesteia, accentuează semnalele perturbatoare şi brumul la redare.

c. Mecanismul de antrenare

Indicaţiile date în paragraful D.3. *e*, privitoare la motoarele electrice de antrenare, rămîn valabile şi la magnetofoane. Dacă magnetofonul este prevăzut cu motoare separate de înfăşurarea benzilor, atunci se impune ca acestea să aibă caracteristica lentă (turaţia să scadă odată cu creşterea cuplului de sarcină) şi cuplul de frînare constant (fără oscilaţii). Cuplul de pornire trebuie să fie suficient de mare pentru a înfăşura banda fără să se formeze bucle. Motorul magnetofonului alimentat de la baterii sau acumula-

toare este prevăzut cu regulator centrifugal combinat cu reglaj electric (fig. 13.36). Viteza de rotaţie se reglează din şurubul regulatorului centrifugal (punctul *1*) cu ajutorul şurubelniţei. În circuitul motorului de curent continuu se plasează o reţea de anulare a paraziţilor (de deparazitare).

● **Axul de antrenare.** Diametrul axului este de minimum 2,5 mm şi maximum de cîteva zeci de milimetri.

O valoare mai mică nu poate asigura antrenarea benzii fără alunecare şi în plus se poate îndoi, ceea ce se manifestă prin fluctuaţii de viteză. O valoare mai mare duce la creşterea dimensiunilor mecanismului de antrenare.

Precizia de prelucrare a diametrului este de 0,02% la magnetofoanele profesionale. Excentricitatea este de acelaşi ordin de mărime. La magnetofoanele de amatori, toleranţele sînt de cîteva ori mai mari.

O precizie mai mică şi o excentricitate mai mare se manifestă prin modificarea vitezei nominale şi prin fluctuaţii de viteză (distorsiuni, zgomote etc.).

● **Rola presoare.** În timpul înregistrării sau al redării, rola presează banda pe axul de antrenare. Rola este realizată din cauciuc şi are în interior o bucşă metalică. Rola se poate roti liber în jurul axului ei. Suprafaţa rolei trebuie să fie paralelă cu suprafaţa axului de antrenare. Suprafaţa de presare nu trebuie să aibă excentricităţi mai mari de 20 μ. O excentricitate mai mare duce la creşterea factorului de fluctuaţie. Excentricităţile se pot datora apăsării rolei pe ax în timpul nefuncţionării magnetofoanelor (se produc deformări permanente).

● **Ghidajele benzii.** În lungul traseului benzii, mai ales în punctele de schimbare a direcţiei, se amplasează role de ghidaj mobile sau ştifturi de ghidare. Gradul de prelucrare a acestora trebuie să fie foarte mare. Condiţiile sînt mai severe la înregistrarea pe patru piste.

Un joc pe verticală de 0,1 mm al benzii produce o scădere a semnalului la ieşire de 10%. Excentricităţile ghidajelor duc la creşterea factorului de fluctuaţie.

● **Dispozitivele de înfăşurare şi de frînare.** Rolul acestora şi condiţiile de funcţionare au fost prezentate în cadrul capitolului.

d. Echipamentul electronic

● **Amplificatoare de înregistrare şi redare.** Amplificatoarele utilizate la magnetofoane prezintă unele particularităţi faţă de amplificatoarele de *AF* din radioreceptoare, în raport cu care se impun condiţii suplimentare.

Astfel, *amplificatorul de redare* trebuie să răspundă la următoarele condiţii tehnice : raportul *semnal/zgomot* cît mai mare ; coeficientul de distorsiuni neliniare mult mai mic decît valoarea distorsiunilor neliniare introduse de bandă ; caracteristica de frecvenţă trebuie să fie conform normelor şi să poată fi reglată.

Printre măsurile care se iau pentru a asigura aceste condiţii, se numără : utilizarea elementelor active (tuburi, tranzistoare) cu zgomot minim, încălzirea filamentelor în curent continuu, simetrizarea circuitului de încălzire a primului tub amplificator, ecranarea capului de redare etc.

Caracteristicile de frecvenţă normate pentru diferite viteze ale benzii trebuie să arate ca în figura 13.28 şi în figura 13.53. Acestea se pot deduce prin

calcul, deoarece corespund cu variaţia impedanţei unui circuit electric *RC* (fig. 13.53, *b*). Constantele de timp normate $\tau = RC$ ale circuitului determină aliura curbei la diferite viteze (fig. 13.53, *b*).

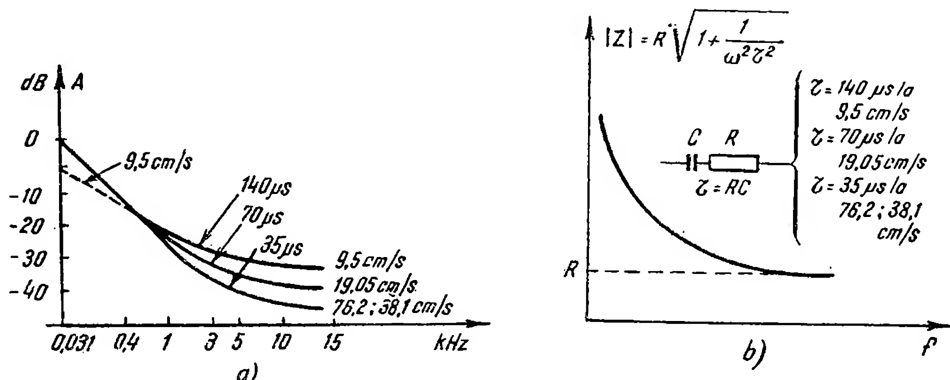


Fig. 13.53. Caracteristicile de frecvenţă :

a – normate de OIRT pentru diferite viteze; *b* – graficul modulului impedanţei *Z* similar caracteristicilor de frecvenţă.

Amplificatoarele de înregistrare prezintă următoarele particularităţi: etajul final lucrează pe sarcină inductivă (capul de înregistrare) ce variază cu frecvenţa; caracteristica de frecvenţă trebuie să aibă o anumită formă; trebuie să permită polarizarea benzii prin suprapunerea curentului de frecvenţă ultraacustică peste curentul de audiofrecvenţă în capul de înregistrare; este prevăzut cu reglaj automat al amplificării.

Realizarea caracteristicii de frecvenţă conform normelor reclamă diferite soluţii tehnice ca : utilizarea circuitelor de corecţie în etajele de amplificare, circuite de corecţie conectate în serie cu înfăşurarea capului de înregistrare; introducerea circuitelor de reacţie negativă dependente de frecvenţă; circuite de divizare dependente de frecvenţă; alegerea impedanţei etajului final de valoare mult mai mare decît impedanţa înfăşurării capului de înregistrare etc.

Circuitul de reglaj automat al amplificării are rolul de a menţine nivelul constant al semnalului la înregistrare. Prin aceasta se evită saturarea miezului capului de înregistrare şi, implicit, se înlătură distorsiunile. Circuitul se caracterizează prin doi parametri : domeniul de variaţie a semnalului de intrare (40 dB) pentru o variaţie minimă a semnalului de ieşire (2 dB) şi constanta de timp în care reacţionează circuitul (150 ms). În figura 13.54 este prezentată schema unui circuit de reglaj automat al amplificării echipat cu tranzistor npn. Reglajul constă în modificarea rezistenţei de la intrarea amplificatorului de înregistrare în funcţie de polarizarea tranzistorului. Polarizarea este comandată de semnalul de la ieşirea amplificatorului.

● **Amplificatoare şi preamplificatoare nou introduse în echipamentul electronic al magnetofoanelor.** În ultimul timp circuitele integrate sînt introduse tot mai mult în amplificatoarele pentru magnetofoane şi casetofoane monofonice şi stereofonice. Circuitul integrat TAA 310 montat ca preamplificator realizează o amplificare de 64 dB cu distorsiuni pînă la 0,5% la 1 kHz. Acesta conţine cinci tranzistoare *npn*, patru diode şi

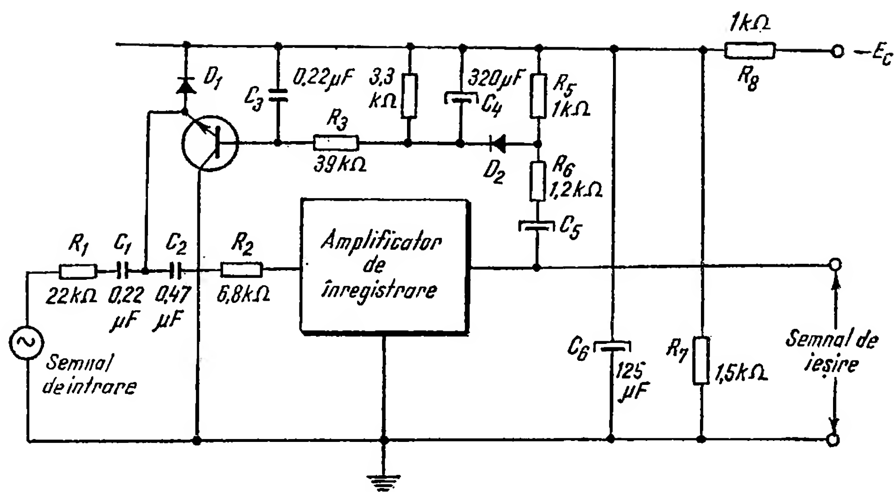


Fig. 13.54. Schema de principiu a circuitelor de reglaj automat al amplificării.

patru rezistențe. Circuitele de alimentare și de corecție se conectează la bornele de ieșire distribuite la 10 piciorușe similar ca la tuburi.

Circuitul integrat MC 1303 cuprinde două amplificatoare de tensiune identice. În figura 13.55 este reprezentată o secțiune a amplificatorului hibrid realizat cu circuitul integrat MC 1303. Acesta realizează o amplificare de 34 dB la 1 kHz.

Tensiunea de intrare maximă este de 100 mV_{ef}. Tensiunea de ieșire maximă este de 5 V_{ef} cu distorsiuni de 0,1% la 1 kHz. Raportul *semnal/zgomot* este în jur de 70 dB.

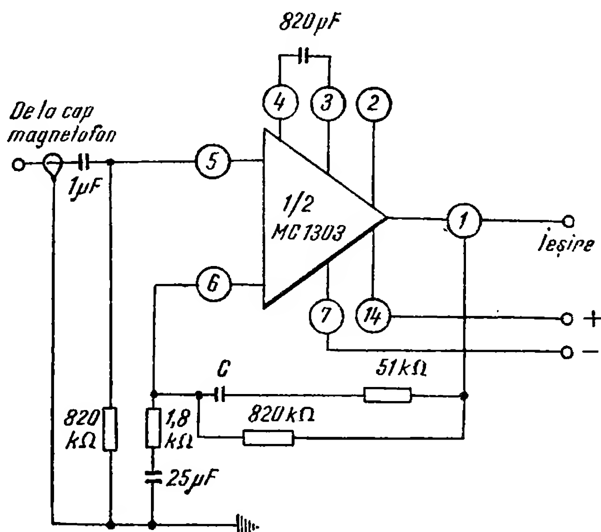


Fig. 13.55. Schema preamplificatorului de magnetofon cu circuit integrat.

Rolul pieselor şi al elementelor de circuit pentru amplificatoarele de magnetofon corespunde în linii generale cu prezentarea făcută în capitolul 9 la amplificatoare de *AF*, cu precizările făcute privitor la circuitele de corecţie.

● **Amplificatorul combinat** utilizat în magnetofoanele destinate marelui public (de amatori) acumulează particularităţile ambelor amplificatoare.

● **Indicatorul de nivel** serveşte la controlul curentului de înregistrare. Acesta poate fi de tipul cu indicator optic (ochi magic) de tip analogic, cu instrumentul de măsurare cu ac indicator, sau cu tuburi cu descărcări în gaze sau cu neon. Defectele pot fi puse în evidenţă în procesul de înregistrare după variaţia sectoarelor luminoase, după deviaţia acului sau după luminozitatea becului.

● **Oscilatorul de frecvenţă ultra acustică.** Acesta asigură ştergerea benzii şi curentul de polarizare la înregistrarea benzii. Condiţiile tehnice impuse sînt următoarele : puterea debitată să corespundă consumului preluat de capul de ştergere şi de înregistrare ; amplitudinea şi frecvenţa să fie stabile dacă se modifică regimul de lucru în anumite limite ; coeficientul de distorsiuni să fie minim.

Frecvenţa oscilatorului este cuprinsă între 30 şi 100 kHz. În general, frecvenţa se alege în funcţie de viteza de deplasare a benzii şi de dimensiunile întrefierului capului de ştergere. Ea trebuie să fie de cel puţin 5 ori mai mare decît frecvenţa audio maximă înregistrată şi redată de magnetofon. O valoare mai mică înrăutăţeşte ştergerea dacă întrefierul are lăţime mică iar banda se deplasează cu viteză mare. O valoare mai mare a frecvenţei face să crească pierderile în circuitul de ştergere (în capul de ştergere) şi ca urmare rezultă o supraîncărcare a oscilatorului.

Puterea debitată este cuprinsă între 2 şi 4 W sau 0,1 şi 0,2 W, în funcţie de materialul din care este confecţionat circuitul magnetic al capului de ştergere şi de frecvenţa oscilatorului. O putere mai mică oscilatorului nu asigură ştergerea benzii şi nici curentul de polarizare optim.

Curentul de polarizare trebuie să fie de 2—4 ori mai mare decît curentul de *AF* din înfăşurarea capului de înregistrare. O valoare mai mare a curentului de polarizare înseamnă înrăutăţirea caracteristicii de frecvenţă în domeniul frecvenţelor audio înalte. O valoare mai mică înrăutăţeşte raportul *semnal/zgomot* (dinamica).

Coeficientul de distorsiuni nu trebuie să depăşească 1%, deoarece o asimetrie de acest ordin face să crească nivelul de zgomot cu aproximativ 4 dB.

4. LOCALIZAREA DEFECTELOR LA MAGNETOFOANE. ÎNLĂTURAREA DEFECTELOR

Localizarea defectelor. Metoda de localizare a defectelor la magnetofoane presupune următoarea succesiune ; verificarea sumară a magnetofonului ; determinarea simptomului şi încadrarea defectului în categoria celor : mecanice, electrice sau electronice ; localizarea defectului la nivelul piesei, repararea sau înlocuirea piesei ; verificarea calităţii reparaţiei.

a. Verificarea sumară

● **Verificarea părții mecanice.** Verificarea sumară a magnetofonului semnalează unele deficiențe ale sistemului de antrenare și ghidare a benzii, ca : uzura înaintată a capetelor și eventuale dereglări ale poziției acestora față de bandă ; prezența depozitului de murdărie (oxid de fier) pe rolele și știfturile de ghidare, pe axul de antrenare și rola presoare, inclusiv pe capete ; alunecări ale pieselor antrenate prin fricțiune. Se verifică de asemenea cuplajele, eficacitatea frînelor, starea rolei presoare și a curelelor de transmisie, acționarea dispozitivelor de comandă, acționarea rapidă înainte și înapoi a rolelor de înfășurare etc.

Înainte de verificarea propriu-zisă a magnetofonului, se va proceda la efectuarea unor operații de întreținere curentă a părții mecanice ca : ungerea cu ulei pentru mecanisme fine a punctelor indicate în instrucțiunile de întreținere (lagăre, părți mobile), curățirea și spălarea cu alcool a pieselor de cauciuc și material plastic precum și a suprafețelor cu fricțiune ale mecanismului de antrenare în vederea înlăturării urmelor de ulei și grăsime așa încît alunecarea să fie minimă, curățirea de oxid de fier a părților care vin în contact cu banda, prin spălare cu alcool sau tetraclorură de carbon, demagnetizarea pieselor din materiale feromagnetice (în special a capului de înregistrare).

Defectul poate să afecteze mecanismul de antrenare sau echipamentul electronic. Modul cum este antrenată banda constituie un indiciu asupra funcționării părții mecanice.

● **Defectele echipamentului electronic** pot fi localizate odată cu verificarea părții de înregistrare și de redare. Dacă redarea se face corect, înseamnă că partea de înregistrare este defectă. Mai dificilă devine verificarea înregistrării dacă partea de redare este defectă. În acest caz se apelează la un alt magnetofon. Starea de funcționare a amplificatorului de înregistrare se poate constata la indicatorul de nivel dacă acesta funcționează corect. Dacă se constată că înregistrarea se face corect, defectul trebuie căutat în partea de redare.

Unele magnetofoane au în schema electrică o parte comună pentru înregistrare și redare. Orice defect care apare în această parte a schemei afectează atît înregistrarea cît și redarea.

b. Determinarea cauzei simptomului

Dacă defectul nu poate fi localizat printr-o verificare sumară, se procedează la măsurările mecanice de control și la verificarea performanțelor magnetofonului potrivit condițiilor și metodelor prezentate în cadrul capitolului.

După măsurarea și verificarea acestora și corelînd rezultatele dobîndite cu rolul și influența modificării parametrilor pieselor, se poate determina obiectiv cauza simptomului și implicit piesa defectă. Subiectiv, simptomul ca formă de manifestare acustică poate duce la localizarea piesei defecte dacă se cunoaște bine funcționarea piesei și manifestările acustice provocate de aceasta la ieșirea ei din toleranțe.

Factorul de fluctuație are valoare mare. Cauze principale : rolele de înfășurare deformate, rola presoare murdară sau deformată (prezintă depuneri de oxid de fier, pete de ulei sau grăsime) ; axul de antrenare este deformat

sau murdar; lagărele pieselor în mişcare neunse; lagărele motorului şi ale axului de antrenare neunse; tensiunea mecanică în bandă prea mare; bandajul rolelor intermediare şi curelele de transmisie patinează (alunecă) datorită urmelor de ulei sau grăsime. Pentru localizarea piesei este suficient să se urmărească frecvenţa fluctuaţiilor. Astfel axul de antrenare provoacă o fluctuaţie cu frecvenţă mai mare rola presoare — cu frecvenţă mai mică, iar rolele de înfăşurare cu frecvenţă variabilă şi, concomitent, variaţia tensiunii mecanice în bandă.

Viteza de antrenare a benzii, necorespunzătoare. Cauze principale: variaţia sau schimbarea frecvenţei reţelei pentru motoarele sincrone sau asincrone, schimbarea tensiunii de alimentare, lagărele pieselor în mişcare neunse, rola presoare, şi rolele intermediare cu bandaj de cauciuc prezintă urme de ulei sau grăsime, arderea unei înfăşurări a motorului sau spire în scurtcircuit.

Atenuarea frecvenţelor înalte (sunetul este înfundat sau cu scîrţîituri la redare). Cauze posibile: suprafaţa de lucru a capetelor este murdară, capul combinat sau capul de redare este uzat sau dereglat, eventual magnetizat.

Ştergerea incompletă sau deloc a înregistrării precedente. Cauze principale: suprafaţa capului de ştergere murdară; modificarea poziţiei; oscilatorul nu funcţionează sau funcţionează defectuos; contactele comutatorului defecte.

Banda nu se mai înfăşoară pe ruloul receptor sau debitor. Cauze posibile: transmisia de la motor defectă, frînele dereglate, cuplajele defecte.

Nivelul semnalului redat este scăzut. Cauze posibile: curentul de polarizare este diferit de cel optim, defecte la amplificatorul de redare, tensiunea de alimentare necorespunzătoare, defecte ale capului de redare sau ale capului combinat.

Coeficientul de distorsiuni neliniare este mare. Distorsiunile pot fi produse la înregistrare şi la redare. Dacă la redarea benzii de referinţă distorsiunile sînt normale, defectul revine părţii de înregistrare. În afară de defectele specifice amplificatoarelor echipate cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, mai pot interveni următoarele cauze: asimetria curentului de polarizare, valoare prea mică sau întreruperea curentului de polarizare, înregistrarea benzii cu nivel prea mare, pătrunderea curentului de frecvenţă ultraacustică în etajele de *AF* datorită defectării circuitului de rejecţie sau datorită defectelor survenite la dispozitivele de ecranare.

Nivelul de zgomot de reţea ridicat. În afară de defectele specifice amplificatoarelor şi ale etajului de alimentare, mai pot interveni următoarele cauze: dereglarea bobinei de compensare a brumului, poziţia incorectă sau întreruperea de la masă a ecranelor capetelor de înregistrare şi redare (sau combinat); legături greşite între magnetofon şi sursa de program.

Microfonie pe poziţia de redare la nivel mare. Cauze posibile: microfonia elementelor active sau a pieselor (tuburi, tranzistoare) sau existenţa contactelor imperfecte.

Semnalul redat este însoţit de fîşîit puternic. Acesta se poate datora benzii, amplificatoarelor sau unor cauze specifice magnetofonului ca: asimetria curentului de polarizare magnetizarea accidentală a pieselor cu miezuri magnetice de pe traseul benzii.

Dacă audiţia este însoţită de zgomote, urmează să se localizeze sursa acestora. Dacă magnetofonul, în stare de funcţionare fără să antreneze

banda, nu provoacă zgomote, înseamnă că acestea sînt produse de bandă. Dacă zgomotele persistă, se fac verificările : cu motorul în funcţiune, fără antrenarea benzii ; cu motorul în funcţiune cu antrenarea benzii ; cu motorul în repaus cu şi fără scurtcircuitarea înfăşurării capului de redare.

c. Înlăturarea defectelor

● **Înlăturarea defectelor electrice şi ale echipamentului electronic.** Defectele se înlătură după indicaţiile date la picupuri. După localizarea piesei defecte la nivelul etajului, urmează fie înlocuirea, fie repararea acesteia potrivit indicaţiilor date la radioreceptoare.

● **Înlăturarea defectelor mecanice.** Defectele mecanice se înlătură potrivit indicaţiilor date în capitolul 19 şi în cadrul acestui capitol.

În principal, înlăturarea defectelor constă în ungerea lagărelor, curăţirea suprafeţelor de antrenare prin frecare, reglarea frînelor a tensiunii în bandă reglarea forţei de apăsare a benzii pe capetele magnetice (20 — 50 gf) reglarea presiunii rolei presoare pe ax, reglarea traseului benzii încît acesta să nu se deplaseze pe verticală, reglarea paralelismului între rola presoare şi axul de antrenare curăţirea traseului benzii de particulele de oxid de fier desprinse de pe bandă demagnetizarea pieselor din materiale feromagnetice.

● **Demagnetizarea.** Aceasta reclamă respectarea următoarelor indicaţii : magnetofonul este deconectat de la reţea demagnetizorul se conectează la reţea la o distanţă de 0,5 m de magnetofon, se apropie lent de piesele supuse demagnetizării şi se învîrte de 2—3 ori în jurul acestora, se depărtează lent de acestea printr-o mişcare în spirală pînă la o distanţă de 1 m, se repetă această operaţie de cîteva ori, după care demagnetizorul se deconectează de la reţea la o distanţă de cel puţin 0,5 m de magnetofon.

● **Reglarea capetelor magnetice.** Reglarea se face în două situaţii : dacă acestea au suferit dereglări în timpul exploatării sau dacă sînt uzate şi urmează să fie înlocuite.

Reglarea constă în : stabilirea paralelismului între suprafaţa de contact a capetelor şi bandă, stabilirea înălţimii capetelor faţă de bandă şi poziţionarea întrefierului aşa încît să fie perpendicular pe bandă.

Reglarea se execută acţionînd asupra şuruburilor sau a piuliţelor de fixare.

● **Reglarea paralelismului** se face deplasînd capul în plan orizontal astfel încît banda să adere cu toată lăţimea ei la suprafaţa de lucru a întrefierului. Controlul se face după urmele lăsate de bandă pe capetele magnetice unse în prealabil cu un strat subţire şi uniform de albastru de metil.

● **Poziţionarea întrefierului** perpendicular pe direcţia de deplasare a benzii se face cu ajutorul benzii de referinţă. În acest scop se foloseşte semnalul corespunzător părţii a doua a înregistrării, cu durata de 60 s. Alinierea începe cu capul de redare. Se reglează înclinarea capului pînă ce voltmetrul electronic conectat la ieşire indică tensiunea maximă. Verificarea se face deplasînd banda în sus şi în jos pe capul de redare. Dacă în ambele situaţii indicaţia scade, înseamnă că reglajul este corect.

La magnetofoanele prevăzute cu cap de înregistrare separat reglajul acestuia se face după indicaţia de maxim a voltmetrului conectat la ieşirea amplificatorului de redare. Înregistrarea şi redarea se fac concomitent. În

acest scop, banda neînregistrată trece inițial prin fața capului de înregistrare, căruia i se aplică un semnal cu o frecvență identică cu cea a semnalului înregistrat pe banda de referință (înregistrarea de 60 sec).

● **Înălțimea capului** se reglează cu ajutorul benzii de referință (porțiune înregistrată timp de 8 secunde, cu frecvențele specifice diferitelor viteze și cu același nivel cu al înregistrării de 60 s). Capul se reglează astfel ca pe ambele poziții ale comutatorului de piste să se obțină aceeași tensiune la ieșire.

Capul de ștergere se reglează numai dacă ștergerea se face incomplet. Înălțimea capului de ștergere se stabilește după reglarea capului de redare a capului de înregistrare sau a capului combinat. La magnetofoanele cu două sau patru piste, verificarea ștergerii se face după ce în prealabil se înregistrează o bandă pe două piste adiacente. Se redă semnalul înregistrat pe pista 2 și se notează nivelul semnalului de ieșire. Se șterge înregistrarea de pe pista 1, după care se redă porțiunea ștearsă. Dacă reglajul este corect, atunci nu se mai aude înregistrarea făcută anterior. În caz contrar, capul este prea sus sau prea jos. Aceasta se constată la redarea înregistrării de pe pista 2 (reglajul de volum la aceeași poziție). Dacă nivelul rămîne neschimbat, capul de ștergere este prea sus, iar în caz contrar este prea jos.

● **Dozarea curentului de premagnetizare.** Pentru dozarea curentului se folosește schema dată în figura 13.52. Se aplică semnal pe poziția de înregistrare și pe diferite piste cu nivel constant (100μV) la frecvențele de 1 kHz și apoi la 7 kHz sau 8 kHz (potențiometrul de volum poziționat la nivelul maxim).

Dozarea curentului se face cu ajutorul condensatorului sau cu potențiometrul. La redare, tensiunile măsurate în punctul de control (de obicei ieșirea etajului prefinal), atît la frecvența de 1 kHz cît și la 7 sau 8 kHz, trebuie să fie aceeași sau să prezinte o abatere de maximum 100 mV(±1dB). Dacă tensiunea măsurată la 7 – 8 kHz este mai mare decît la 1 kHz, înseamnă că valoarea curentului de premagnetizare este prea mică și trebuie mărită. În caz contrar se reduce curentul de premagnetizare.

Capitolul 14

REGLAJELE RADIORECEPTOARELOR

A. REGLAJELE MANUALE ALE RADIORECEPTOARELOR

1. GENERALITĂŢI

Reglajele unui radioreceptor care sînt acţionate manual poartă numele de reglaje manuale. Pentru fiecare reglaj manual radioreceptorul trebuie să dispună de un element de acţionare. Sînt însă unele cazuri în care acelaşi element acţionează simultan mai multe reglaje. Reglajele manuale se pot împărţi în reglaje cu variaţie continuă şi reglaje în trepte. Reglajele cu variaţie continuă pot avea ca elemente de acţionare potenţiometre, condensatoare variabile, inductanţe variabile (inductometre sau variometre), inductanţe mutuale de cuplaj variabile (prin varierea distanţei între două bobine) sau caracteristici de directivitate variabile (cazul antenelor de ferită) sau circuite electronice. Reglajele manuale cu variaţie în trepte pot avea ca element de acţionare comutatoare sau circuite electronice.

Cum un radioreceptor trebuie să fie cît mai simplu de reglat, deoarece această operaţie trebuie să poată fi făcută şi de nespecialişti, numărul reglajelor manuale este redus la minimum necesar. Radioreceptoarele pot dispune de următoarele reglaje manuale : reglajul de pornit-oprit, reglajul pe gama de unde, reglajul acordului fin, reglajul de volum, reglajul de ton, reglajul nivelului de reacţie (la radioreceptoarele cu reacţie), reglajul poziţiei antenei de ferită, reglajul pentru o funcţionare mono sau stereo, reglajul caracteristicii de directivitate a difuzoarelor, reglajul pentru o funcţionare pe *PU* sau magnetofon inclus sau exterior.

Utilizarea tranzistoarelor şi ulterior a circuitelor integrate a permis miniaturizarea aparaturii electronice. Cu toate acestea nu se poate realiza un radioreceptor de dimensiuni foarte mici utilizînd tehnica convenţională deoarece componentele prin intermediul cărora urmează a fi efectuate reglajele radioreceptorului nu pot fi miniaturizate sub o anumită limită, atît din motive de rezistenţa materialelor (la o acţionare manuală mai brutală se pot rupe axele, clapele, butoanele etc.) cît şi datorită motivelor ergonomice (la dimensiuni foarte reduse butoanele, clapele etc. nu mai pot fi acţionate comod). Din acest motiv, cît şi datorită faptului că sistemele mecanice de reglaj au o viaţă (durată de funcţionare fără defecţiuni) mult mai redusă decît a sistemelor statice, se tinde din ce în ce mai mult la înlocuirea sistemelor mecanice sau electromecanice, prin intermediul cărora se realizau reglajele radioreceptoarelor cu sisteme statice, deşi astfel de sis-

teme sînt mai complicate. Preţul de cost în continuă scădere a unor asemenea sisteme electronice de reglaj manual, concurează introducerea lor pe scară largă.

2. REGLAJUL PENTRU ALEGEREA GAMEI DE UNDĂ

Acesta este un reglaj în trepte, fiecare treaptă corespunzînd uneia din gamele de undă în care poate funcţiona radioreceptorul. În unele cazuri reglajul pe gama de unde se asociază cu reglajul de pornit-oprit şi cu reglajul pentru o funcţionare pe *PU* sau magnetofon. Reglajul se realizează prin utilizarea unui comutator care va avea afectată pentru fiecare gamă de undă cîte o poziţie. Dacă reglajul pe gama de undă este asociat şi cu reglajul de pornit-oprit, comutatorul va trebui să dispună de o poziţie în plus În mod similar, pentru funcţionarea pe *PU* sau magnetofon comutatorul trebuie să dispună de poziţii în plus.

Comutarea gamelor de undă se poate realiza (în ipoteza în care acordul fin se face prin intermediul unui condensator variabil) fie după schema cu bobine în serie, fie după schema cu bobine în derivaţie. Schema unui circuit de intrare într-un radioreceptor *MA* cu bobine în serie este prezentată în figura 14.1. Varianta acestei scheme, cu bobinele în paralel, este prezentată în figura 14.2. Schema cu bobine în serie prezintă avantajul că necesită un

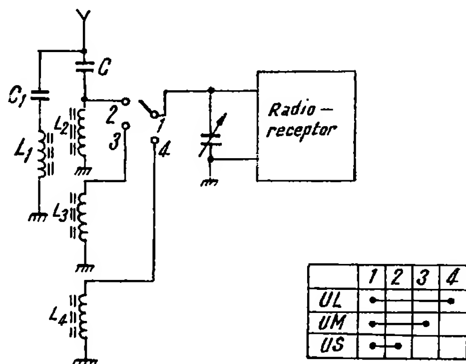


Fig. 14.1. Schema de principiu a circuitelor de intrare dintr-un radioreceptor cu bobinele conectate în serie.

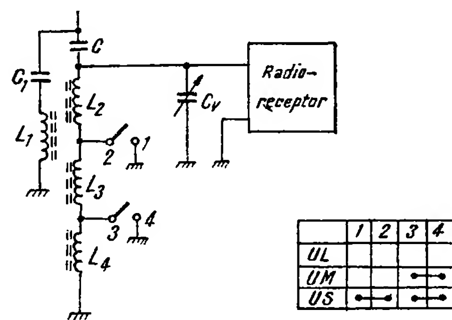


Fig. 14.2. Schema de principiu a circuitelor de intrare dintr-un radioreceptor cu bobine conectate în paralel.

număr mai redus de contacte decît schema cu bobine în paralel şi dezavantajul că alinierea trebuie efectuată într-o anumită ordine. Astfel, trebuie aliniată întîi gama *US* şi în sfîrşit gama *UL*. Inversarea acestei ordini duce la o aliniere defectuoasă, deoarece modificarea inductanţei bobinelor din gama de *US* schimbă valoarea inductanţei şi capacităţilor parazite pe gama de *UM* bobinele fiind conectate în serie.

Comutatoarele cu game de unde trebuie să dispună de numărul de contacte necesar pentru fiecare poziţie. Dacă radioreceptorul este echipat cu amplificator de *RF*, pentru evitarea reacţiilor parazite comutatorul de unde trebuie astfel realizat încît circuitele de la intrarea etajului de *RF* să nu cupleze parazitar cu cele de la ieşirea acestui etaj.

În acest scop, la comutatoarele de tip rotativ se prevăd mai mulți galeți, pe fiecare galet realizîndu-se comutarea unor grupe de circuite. Pentru evitarea cuplajelor parazitare între galeți se montează ecrane electrostatice.

La comutatoarele de tip claviatură, evitarea cuplajelor parazitare se obține printr-o plasare judicioasă a circuitelor și prin asigurarea unor distanțe suficiente între circuitele care s-ar putea cupla parazitar. Astfel, la comutatoarele de tip claviatură ale radioreceptoarelor cu amplificator de *RF*, plasarea pe un galet a circuitelor se face ca în figura 14.3. Se observă că plasarea circuitelor *2* a oscilatorului local între circuitele de intrare *1* și ieșirea amplificatorului de *RF*, *3* reduce la minimum posibilitățile de cuplaj parazitar.

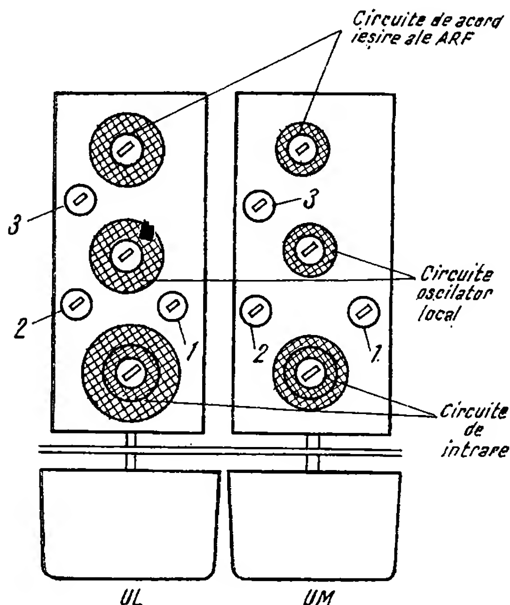


Fig. 14.3. Ansamblul comutator de tip claviatură (2 galeți) al unui radioreceptor cu *ARF* : *1, 2, 3* – trimeri.

După tipul comutatorului utilizat, reglajul manual pe gama de unde se poate face fie prin învîrtirea unui buton, fie prin apăsarea unei clape. Ultima variantă este cea mai des utilizată în prezent, deoarece permite trecerea directă la oricare gamă de undă fără a mai fi necesară trecerea pe alte game, așa cum se întîmplă la comutatoarele acționate prin buton. Dacă reglajul de pornit-oprit se face prin comutatorul de game de undă contactele alocate pentru punerea și scoaterea din funcțiune a radioreceptorului trebuie să suporte curenți mult mai mari decît aceia suportați în mod normal de contactele comutatorului de unde. Din acest motiv, întotdeauna întrerupătorul general este realizat aparte și conectat mecanic la comutatorul de unde.

Dacă circuitele de *AF* trebuie comutate (de exemplu pentru radioreceptoarele *MA-MF*) și galetul respectiv al comutatorului se află în apropierea circuitelor de rețea de la întrerupătorul pornit-oprit, circuitele de *AF* vor trebui ecranate.

Pentru a cunoaște gama de undă corespunzătoare fiecărei poziții a comutatorului se utilizează diverse tipuri de indicatoare : pentru comutatoarele rotative se scrie de obicei pe buton, iar pentru cele de tip claviatură, pe clape sau pe scara radioreceptorului, în dreptul fiecărei clape.

Gamele de undă pot fi comutate și prin intermediul unor sisteme electronice dacă se utilizează diode de comutare. Asemenea diode prezintă în sens de conducție o rezistență de ordinul a 1 Ω, iar în sens de blocare o capacitate de circa 1 pF (rezistența în sens invers fiind foarte mare). Datorită acestor valori, dioda poate fi utilizată în locul unui contact al comutato-

rului de game de undă, deoarece introducerea ei în circuit nu modifică sensibil factorul de calitate sau acordul circuitului. Evident pentru comutarea gamelor de undă vor fi necesare un număr de diode egale cu numărul contactelor comutatorului de comutare. Pentru comutare, dioda trebuie polarizată fie în sens de conducție, fie în sens invers. O schemă tipică de utilizare a diodei de comutare este prezentată în figura 14.4. Dacă dioda este blocată, receptorul funcționează pe *UL*, deoarece bobinele de *UM* (L_1) și *UL*(L_2) sînt în serie, iar dioda se comportă ca o capacitate de 1 pF în paralel cu L_2.

Dacă dioda conduce, bobina L_2 este scurtcircuitată prin intermediul capacității *C* de valoare mare, astfel încît receptorul este comutat pe *UM*. Tensiunea de comutare poate fi obținută de la un circuit bistabil care poate fi astfel realizat, încît comutarea sa dintr-o stare în alta să poată fi realizată la atingerea cu degetul a unei suprafețe de pe carcasa radioreceptorului. Acest lucru se poate obține dacă se realizează un montaj ca în figura 14.5. Suprafața *A* sau *B* ce urmează a fi atinsă se va prezenta cu o

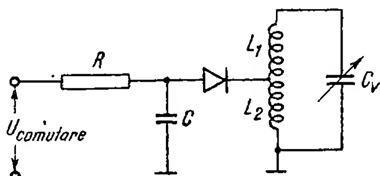


Fig. 14.4. Schemă tipică de comutare electronică.

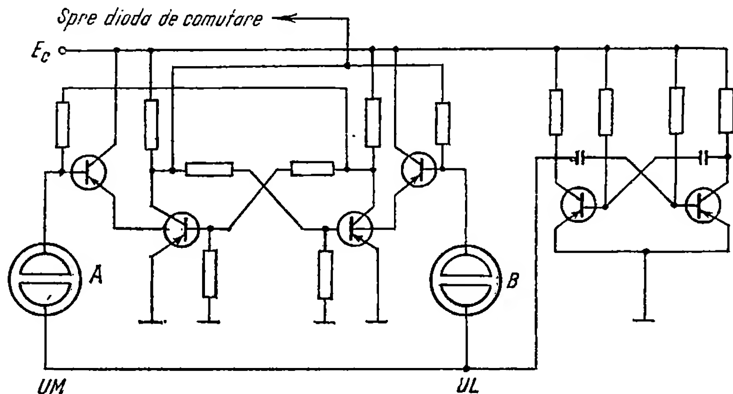


Fig. 14.5. Schema unui circuit de acționare a comutării electronice.

capacitate de valoare foarte mică, dar a cărei valoare va crește foarte mult la atingerea cu degetul, datorită permitivității relativ mari a dielectricului introdus (degetul).

Asemenea circuite prezintă avantajul că se pretează la microminiaturizare, la telecomandă, la integrare și are o viață foarte mare (practic nelimitată).

3. REGLAJUL PENTRU ALEGEREA POSTURILOR FIXE

Unele radioreceptoare dispun, în afara sistemului obișnuit de acord, de posibilitatea alegerii directe a postului dorit prin apăsarea unor clape (butoane) sau prin alte mijloace de comutare. Datorită dificultăților de a obține o bună stabilitate a acordului oscilatorului local în general posturile fixe se aleg numai în gamele de *UM* și *UL*, evitîndu-se gama de *US*.

Sistemul prezintă comoditate în exploatarea radioreceptorului. Pentru realizarea posturilor fixe se utilizează un comutator cu un număr de poziţii egal cu numărul de posturi fixe. Comutatorul este de tip claviatură pentru a permite alegerea postului dorit printr-o singură manipulare. Radioreceptorul poate fi construit în următoarele variante :

— la apăsarea pe clapa corespunzătoare unui post fix sistemul obişnuit de acord se deconectează, radioreceptorul fiind acordat fix pe postul respectiv cu ajutorul unor alte circuite, indiferent de gama de undă în care funcţiona şi în care este plasat postul recepţionat ;

— se reglează chiar sistemul de acord propriu în poziţia corespunzătoare recepţionării postului prin intermediul unui sistem mecanic comandat de clapa respectivă.

Există două metode principial deosebite pentru realizarea sistemului de posturi fixe. Un sistem realizează recepţionarea postului dorit prin acţionare mecanică simultană atît asupra comutatorului de game de undă, cît şi asupra elementului de acord fin, aducîndu-le în poziţia corespunzătoare postului. Celălalt sistem deconectează electric din circuit sistemul obişnuit de acord, introducînd circuite acordate fix pe frecvenţele corespunzătoare pentru recepţia postului dorit. Pentru posturile fixe se aleg de obicei staţiile locale astfel încît recepţia să se facă în bune condiţii chiar dacă circuitele sînt puţin dezacordate (prin instabilitatea frecvenţei oscilatorului local în funcţie de temperatură sau în funcţie de tensiunile de alimentare spre exemplu).

Dacă radioreceptorul este prevăzut cu amplificator de *RF*, este relativ greu ca pentru posturile fixe să se comute trei circuite acordate de *RF* În acest caz, comutatorul pentru posturile fixe ar deveni complicat. Dacă se. ţine seamă de faptul că în general pentru posturile fixe se aleg staţii de emisie locale, rezultă că această complicaţie este inutilă. Din acest motiv aproape întotdeauna circuitele pentru posturile fixe nu au amplificator de *RF*, chiar dacă radioreceptorul este prevăzut cu acest etaj. Circuitele pentru posturile fixe au posibilitatea de corectare a frecvenţei de acord a circuitului oscilatorului local (datorită instabilităţii frecvenţei oscilatorului) într-o plajă relativ îngustă. Aceasta se obţine, spre exemplu, fie prin răsucirea butonului prin a cărui apăsare s-a făcut comutarea pe postul fix, fie prin intermediul unei chei speciale livrate odată cu radioreceptorul. Circuitele de semnal au însă uneori acordul prereglat fix, neputînd fi acţionat din exteriorul radioreceptorului. Din acest motiv, dacă prin utilizarea butonului de acord al oscilatorului se schimbă frecvenţa semnalului recepţionat, iar noua frecvenţă diferă mult de aceea indicată de fabricant, circuitul de intrare va rămîne dezacordat, ceea ce reduce sensibilitatea radioreceptorului pe acest post fix. Dacă se ţine seamă că acelaşi post poate fi recepţionat în bune condiţii prin utilizarea sistemului de acord obişnuit, rezultă că această metodă de obţinere a posturilor fixe nu este avantajoasă. În figura 14.6 se prezintă schema etajului schimbător de frecvenţă dintr-un radioreceptor care are şi circuite pentru posturi fixe.

Postul fix corespunzător clapei *1* are circuitul de intrare format cu inductanţele L_{13} şi L_{14}, iar circuitul oscilatorului local — cu inductanţele L_{21} şi L_{22}. Condensatorul semiajustabil care acordă bobina L_{22} poate fi ajustat prin rotirea butonului corespunzător postului fix. Comutatoarele K_1, K_2, K_3 şi K_4 fac comutarea de pe posturile fixe pe acordul prin condensatorul

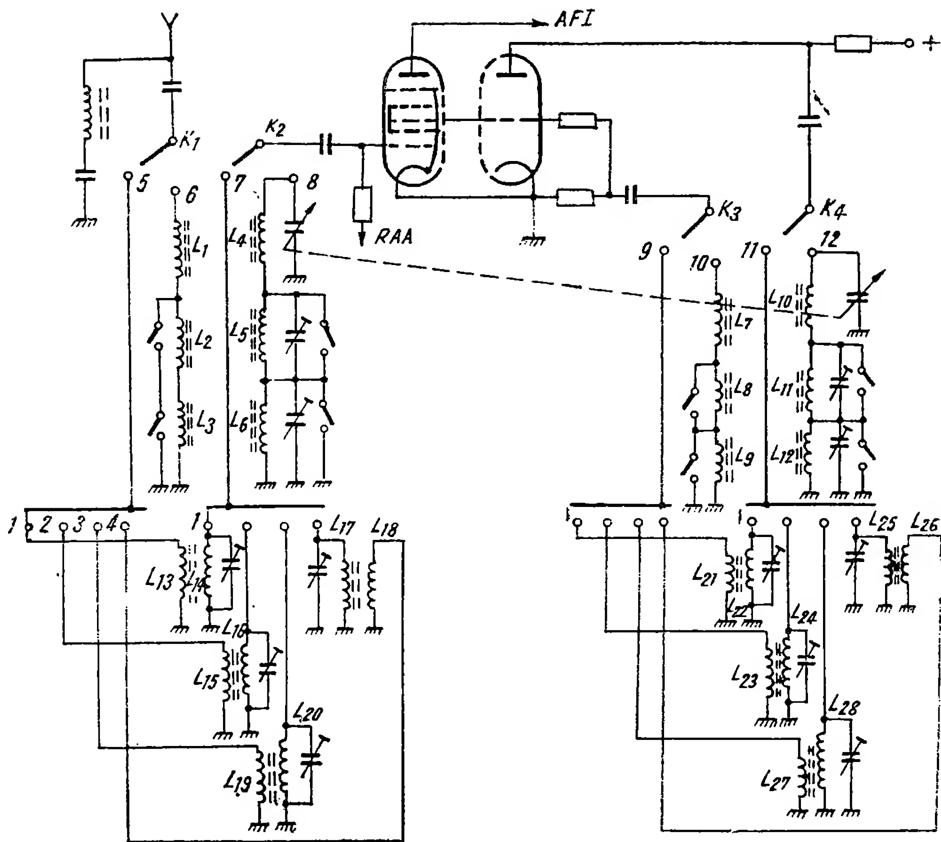


Fig. 14.6. Schema electrică de principiu a unui radioreceptor cu posturi fixe la care acest sînt realizate prin intermediul circuitelor electrice comutabile.

variabil. Acţionarea lor se face la apăsarea oricărui buton al comutatorului de posturi fixe. Un buton de pe această claviatură face comutarea inversă dacă este apăsat.

Precum se observă, schema de principiu este relativ complicată, conţinînd multe circuite şi în special multe comutări. Din acest motiv şi posibilităţile de defectare ale radioreceptorului sînt mai mari. Schema prezintă avantajul că pentru fiecare post fix alinierea se face exact (se recepţionează o frecvenţă fixă). Utilizarea circuitelor electronice de comutare permit efectuarea statică a comutării posturilor fixe.

4. REGLAJUL MANUAL AL ACORDULUI FIN

Reglajul manual al acordului fin permite alegerea precisă în cadrul unei game de unde — a frecvenţei purtătoare de staţie de emisie care trebuie recepţionată. Elementul de reglaj este fie un condensator variabil, fie o inductanţă variabilă, fie un circuit electronic (v. cap. 2).

Pentru radioreceptoarele de radiodifuziune staționare sau portabile se utilizează pentru gamele de *UL*, *UM* și *US* ca element de reglaj al acordului fin de obicei un condensator variabil. În cazul radioreceptoarelor de automobil se preferă utilizarea unor inductanțe variabile ca element de reglaj al acordului fin, deoarece sistemul este mai puțin sensibil la vibrații mecanice.

În gama de *UUS* se utilizează fie inductanțe variabile, fie condensatoare variabile de capacitate redusă.

Ținînd seamă de schema-bloc a unui radioreceptor *MA-MF* mixt (v. fig. 11.2) se observă necesitatea utilizării a două elemente de reglaj fin al acordului : unul pentru *MA* și unul pentru *MF*. Pentru radioreceptoarele mai puțin pretențioase, acționarea celor două elemente de reglaj manual al acordului fin *MA* și *MF* se face simultan. Radioreceptoarele mai pretențioase utilizează sisteme mecanice de comutare care permit să fie acționat numai elementul de reglaj al acordului fin corespunzător gamei în care funcționează radioreceptorul. Aceste sisteme uneori sînt cuplate mecanic cu comutatorul de game de undă.

Pentru cunoașterea frecvenței pe care este acordat radioreceptorul prin sistemul de reglaj manual al acordului fin se utilizează diverse sisteme numite scale (sau scări). Scala constă dintr-o scară gradată în frecvență sau în lungimi de undă și dintr-un ac indicator. Fie acul indicator, fie scala este mobilă și cuplată cu elementul de reglaj al acordului fin. Cel mai simplu sistem de reglaj manual al acordului fin este realizat astfel : un tmbur transparent cu un ac indicator montat rigid pe axul condensatorului variabil și acționat direct. În spatele acestui tambur se află o placă opacă pe care este scrisă scala. Acest sistem, deși foarte simplu, nu este avantajos în cazul gamei *US*, deoarece o rotație cu un unghi foarte mic duce la o deplasare foarte mare a frecvenței recepționate. Din acest motiv, acordul în gama de *US* devine foarte dificil. De asemenea, pentru radioreceptoarele mixte (*MA-MF*) utilizarea acestui sistem ar necesita două butoane pentru reglajul manual al acordului fin, unul pentru *MA* și unul pentru *MF*. Scalele radioreceptoarelor moderne sînt realizate dintr-un material transparent (sticlă sau sticlă organică) pe care se înscriu numele unora dintre diversele stații de emisie care pot fi recepționate, precum și scările de frecvență (lungimile de undă) pentru fiecare gamă de undă în parte. Pentru radioreceptoarele *MA* se utilizează un singur ac indicator, iar pentru radioreceptoarele *MA-MF* de obicei două ace indicatoare. Un exemplu de scală de radioreceptor modern este prezentat în figura 14.7.

Pentru realizarea acționării simultane a elementului de reglaj al acordului fin și a sistemului de afișare se utilizează de obicei sisteme de cuplaj mecanic printr-un fir inextensibil *4* și scripeți *3*. Sistemul de acționare cel mai simplu este prezentat în figura 14.8.

Se utilizează un singur fir *4* (realizat fie din fire de oțel foarte subțiri, răsucite, numit și diamant-liță, fie din fire țesute sau, mai rar, din material plastic) cu ajutorul căruia mișcarea este transmisă de la axul butonului de acord *1* la elementul de reglaj al acordului fin (condensatorul variabil), prin intermediul tamburului *2* și acului indicator al scalei *5*.

Dacă lungimea scalei este mare, sistemul necesită tamburi cu diametre foarte mari. Pentru a calcula diametrul necesar al tamburului în cazul unui aranjament ca în figura 14.9, se presupune că rotirea axului condensatorului variabil cu 180° corespunde unghiului de deschidere maxim posibil

Fig. 14.7. Scala (scara) unui radioreceptor.

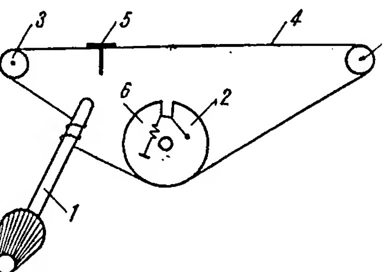


Fig. 14.8. Sistem de acționare a scalei cu fir inextensibil.

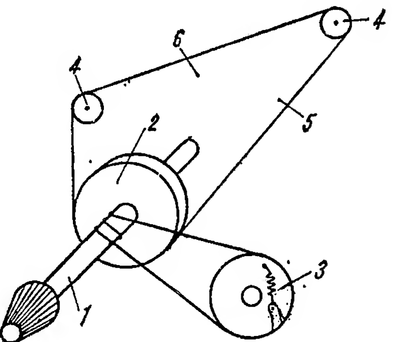


Fig. 14.9. Sistem de acționare cu demultiplicare a scalei cu fir inextensibil.

(unghiul de deschidere este limitat mecanic). În acest caz, lungimea de desfăşurare a scalei atunci cînd Ø este diametrul tamburului *2* va fi :

$$L = \frac{\pi \varnothing}{2}. \qquad (14.1)$$

În general pentru *n* grade de deschidere a condensatorului variabil se obţine :

$$L = \frac{\varnothing n}{360}. \qquad (14.1, a)$$

Pentru evitarea utilizării unor tambure de diametre foarte mari se folosesc sisteme de demultiplicare. Un exemplu de astfel de sisteme este prezentat în figura 14.10. Prin utilizarea tamburului *2*, montat solidar pe axul de

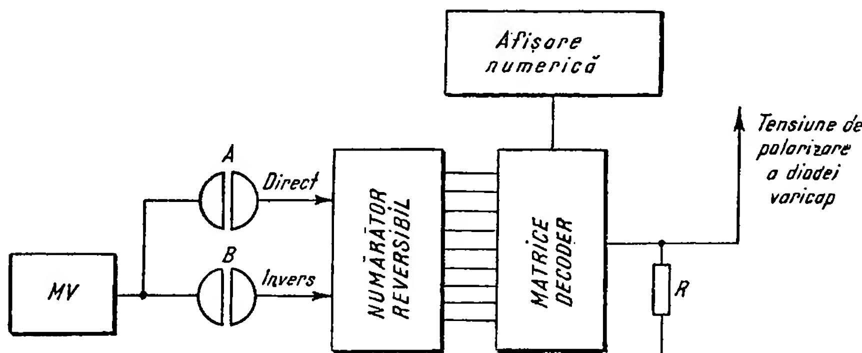


Fig. 14.10. Schema-bloc a unui circuit electronic de reglaj a acordului fin.

acţionare a reglajului manual al acordului fin, se obţine o demultiplicare. Lungimea de desfăşurare a scalei în acest caz va fi :

$$L = k\frac{\varnothing n}{360}, \qquad (14.2)$$

în care :

$$k = \frac{\text{diametrul tamburului } 2}{\text{diametrul axului } 1} \qquad (14.3)$$

Sistemele cu demultiplicare utilizează două fire pentru acţionare ; de obicei, firul de acţionare a acului de scală este din diamant-liţă, deoarece trebuie să fie cît mai inextensibil şi aşa precum se observă din figura 14.8 nu suferă îndoiri repetate cu raze de curbură mici, care ar duce la ruperea unui asemenea fir. Pentru firul de acţionare a condensatorului variabil, din acest motiv, se utilizează în special materiale textile.

Pentru o acţionare comodă tamburul *2* se face greu, astfel încît să aibă un moment de inerţie mare. În acest fel, rotind brusc axul *1*, mişcarea va continua fără a mai fi nevoie de acţionarea butonului un timp relativ lung. Astfel se scurtează timpul necesar pentru deplasarea acului indicator al scalei de la un capăt al altul.

Un sistem mai avantajos îl constituie utilizarea a două butoane de acționare a reglajului manual al acordului fin : un buton cu demultiplicare redusă și unul cu demultiplicare mare. Pentru deplasarea rapidă a acului indicator al scalei se va utiliza butonul cu demultiplicare redusă, iar pentru acordul exact, butonul cu demultiplicare mare. Un asemenea sistem presupune demultiplicarea între axele celor două butoane de reglaj. De obicei cele două butoane sînt plasate pe axe concentrice.

Pentru radioreceptoarele moderne reglajul manual al acordului fin se realizează prin intermediul unor sisteme electronice cu diode varycap (v. cap. 2). Acționarea reglajului poate fi realizată prin intermediul unor sisteme statice similare cu acelea prezentate în figura 14.5. Dacă se cunoaște valoarea maximă V_0 a variației tensiunii de polarizare a diodei varycap care conduce la un ecart de frecvență minim sesizabil (de exemplu 1/10 din lățimea unui canal radio) atunci o tensiune în trepte egale cu U_0 va permite efectuarea reglajului. În acest scop, poate fi utilizat un sistem ca cel prezentat în figura 14.10. Un multivibrator va genera impulsuri cu o frecvență suficient de ridicată pentru ca reglajul să poată fi efectuat într-un timp acceptabil. Dacă se atinge cu degetul punctul A impulsurile de la multivibrator vor ajunge la numărătorul reversibil acționîndu-l în sens direct. Cît timp se menține degetul în punctul A numărătorul va primi impulsuri. Numărul de impulsuri totalizat va fi afișat, iar prin intermediul unei matrici decodoare pe rezistența R se va obține o tensiune în scară cu amplitudinea treptei egală cu U_0 și numărul treptei egal cu numărul de impulsuri din numărător. Aplicarea degetului în punctul B duce la acționarea numărătorului în sens invers scăzînd astfel numărul de impulsuri totalizat. Afișarea poate fi realizată fie cu tuburi cu gaz în sistemul 7 segmente (fig. 14.11), fie cu tuburi Nixie, fie cu diode fotoemisive galiu-arsen (LED-uri). Ultima variantă permite microminiaturizarea și este compatibilă cu tehnica circuitelor integrate.

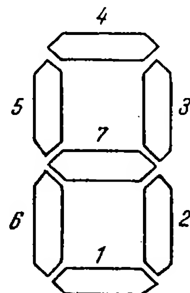


Fig. 14.11. Componentă de afișare numerică în sistemul 7 segmente.

O proiectare judicioasă a circuitului permite afișarea directă a frecvenței recepționate. Se poate observa că sistemul de afișare poate prelua funcția scalei radioreceptorului asigurînd însă o precizie mai bună de citire și o comoditate mai mare atît în efectuarea reglajului cît și în controlul efectuării acestuia.

5. EXTENSIA DE BANDĂ

Dacă pentru MA se utilizează același element de reglaj manual a acordului fin, atunci există posibilitatea ca $\frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}} = \frac{f^2_{max}}{f^2_{min}} = K^2$, pentru indiferent ce gamă de undă, să fie constant. În acest caz însă gamele nu vor avea aceeași întindere. Astfel, întinderea unei game în frecvență va fi :

$$B = f_{max} - f_{min} = Kf_{min} - f_{min} = (K-1)f_{min} = K_1 f_{min}. \quad (14.4)$$

Se observă că întinderea gamei crește cu cît crește f_{min}. Din acest motiv numărul de posturi care poate fi recepționat în gama de US este mult mai

mare decît cel care poate fi recepționat în gamele de *UL* și *UM*. Astfel, reglajul acordului fin în gama de *US* devine dificil, chiar și atunci cînd există un sistem de demultiplicare, deoarece nu se poate preciza destul de exact poziția unei frecvențe pe scala radioreceptorului datorită jocurilor în sistemele mecanice de demultiplicare. De asemenea, din cauza vibrațiilor mecanice, capacitatea condensatorului variabil de acord se va modifica, ceea ce conduce în cazul gamei de *US* la dezacordul pronunțat al radioreceptorului (audiția stației poate chiar dispărea).

Pentru evitarea acestor inconveniente unele radioreceptoare împart gama de *US* în mai multe subgame, realizînd astfel extensia de bandă. Pentru fiecare subgamă va trebui să existe o poziție separată a comutatorului de game.

În unele cazuri subgamele receptorului nu acoperă întreaga gamă de *US*, ci numai subbenzile alocate radiodifuziunii.

Deoarece de obicei și în cazul subgamelor se utilizează același element de reglaj fin al acordului, circuitele de acord se realizează fie cu condensatoare paralel C_T (trimeri), fie cu condensatoare serie C_p (pader). În cazul utilizării condensatoarelor trimer, factorul de acoperire va fi :

$$K_2^2 = \frac{f_{max}^2}{f_{min}^2} = \frac{C_{v\,max} + C_T}{C_{v\,min} + C_T}; \tag{14.5}$$

Dacă $K_2 \approx 1$, atunci rezultă din relația (14.5) o valoare mare pentru condensatorul C_T, ceea ce conduce la valori ale inductanței de acord foarte mici. În acest caz, inductanța firelor de legătură devine comparabilă cu inductanța de acord și valoarea frecvenței de acord se va schimba la simpla vibrație mecanică a firelor de conexiune. Din acest motiv utilizarea condensatoarelor paralel nu este judicioasă decît atunci cînd K_2 diferă puțin de K.

În cazul utilizării condensatoarelor serie, factorul de acoperire va fi :

$$K_2^2 = \frac{f_{max}^2}{f_{min}^2} = \frac{\dfrac{C_{v\,max}\,C_p}{C_{v\,max} + C_p}}{\dfrac{C_{v\,min}\,C_p}{C_{v\,min} + C_p}},$$

$$K_2^2 = \frac{C_{v\,max}}{C_{v\,min}} \cdot \frac{C_{v\,min} + C_p}{C_{v\,max} + C_p} = K^2 \frac{C_{v\,min} + C_v}{C_{v\,max} + C_p}. \tag{14.6}$$

În acest caz valoarea inductanței necesară în circuit va crește, ceea ce elimină dezavantajele din primul caz.

Pentru calculul alinierii se va considera o nouă capacitate a condensatorului variabil dată de relațiile :

$$C_v' = C_v + C_T \tag{14.7}$$

în cazul utilizării condensatorului trimer și

$$C_v'' = \frac{C_v\,C_p}{C_v + C_p}. \tag{14.8}$$

în cazul utilizării condensatorului serie.

Dacă valoarea condensatorului C_v sau a trimerului este mică (sub 100 pF), înlocuirea tubului schimbător de frecvenţă necesită realinierea circuitelor datorită modificării capacităţii parazite de intrare a etajului. Din acest motiv pentru $L_2 \approx 1$ şi $K \gg 1$, se utilizează o schemă combinată ca în figura 14.13. Se evită astfel dezavantajele celor două metode.

Pentru schema din figura 14.12, *a*

$$C_v' \frac{C_v(C_V + C_T)}{C_p + C_T + C_v}, \tag{14.9}$$

iar pentru schema din figura 14.12, *b*

$$C_v'' = C_T + \frac{C_v C_p}{C_v + C_p} \tag{14.10}$$

Dacă K_2 este foarte aproape de 1, alinierea nu este necesară decît într-un singur punct în mijlocul subgamei. În general însă alinierea în cazul subgamelor se face în două puncte sau, pentru subgamele mai întinse în frecvenţă chiar şi în trei puncte.

În unele cazuri radioreceptorul dispune de un element de reglaj fin al acordului separat pentru subgamele din gama de *US*. Valoarea capacităţii

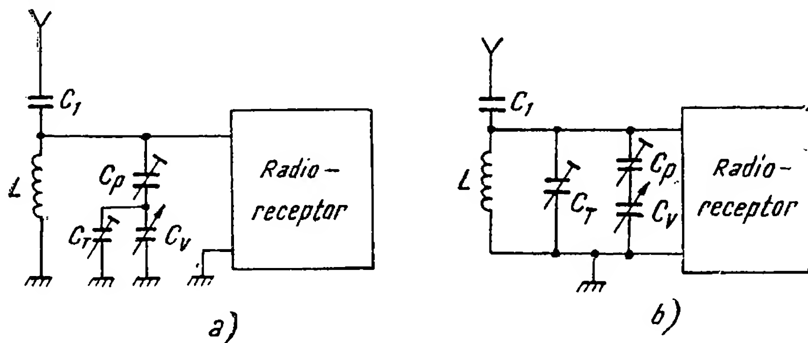


Fig. 14.12. Circuitele de intrare dintr-un radioreceptor cu extensie de bandă : *a* — cu condensator trimer în paralel pe condensatorul variabil ; *b* — cu condensatorul trimer în paralel pe inductanţă.

optime pentru acest condensator variabil (dacă reglajul se face prin intermediul unui condensator variabil) este $C_{v\,max} = 50...80$ pF. Se poate prevedea fie o scală separată pentru aceste subgame, fie o singură scală, prin cuplarea mecanică a axelor celor două condensatoare variabile de reglaj fin al acordului.

O altă modalitate de realizare a extensiei de gamă o reprezintă cuplarea unui mic condensator variabil în paralel cu condensatorul variabil al oscilatorului local. Prin variaţia capacităţii acestui condensator variabil se realizează deplasarea frecvenţei oscilatorului local şi în consecinţă extensia de gamă. Pentru acest condensator variabil nu poate fi gradată o scală, deoarece acoperirea subgamei datorită acestui condensator depinde de capacitatea condensatorului C_V :

$$K_3^2 = \frac{f_{max}^2}{f_{min}^2} = \frac{C_v + C_{1\,max}}{C_v + C_{1\,min}}.$$

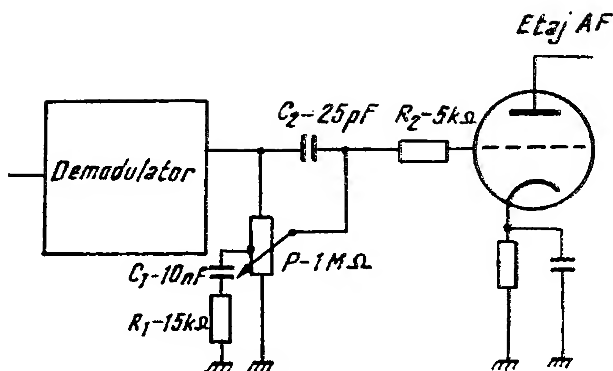


Fig. 14.13. Schema de principiu a unui sistem de reglaj manual al volumului compensat.

Acest sistem prezintă avantajul că permite realizarea extensiei de gamă pentru orice frecvență din cadrul gamelor de undă, în schimb este mai sensibil la vibrații mecanice și acoperirea subgamei este în funcție de capacitatea condensatorului de acord C_v. Din acest motiv numărul teoretic de posturi ce poate fi recepționat în cadrul subgamei crește cu frecvența de acord. Sistemul mai prezintă și dezavantajul că atunci cînd condensatorul C_1 nu are valoarea (notată cu zero pe scala subgamei) pentru care s-a realizat alinierea circuitelor, apar erori de aliniere care reduc performanțele radioreceptorului. Această reducere este cu atît mai importantă cu cît $\frac{C_{1\,max}}{C_{v\,max}}$ este mai aproape de 1.

6. REGLAJUL MANUAL AL VOLUMULUI

Reglajul manual al volumului permite ca nivelul puterii de ieșire a radioreceptorului să fie reglat după dorință între zero și nivelul corespunzător puterii maxime pe care o poate furniza radioreceptorul. Pentru controlul nivelului puterii de ieșire este suficient să se controleze amplificarea (sensibilitatea) radioreceptorului. În acest scop se utilizează un atenuator montat în lanțul de semnal. Dacă atenuatorul se introduce la intrarea radioreceptorului, se va evita suprasaturarea etajelor în cazul unui semnal puternic, dar la trecerea de la recepția acestuia la recepția unui alt semnal slab va trebui acționat atenuatorul pentru mărirea sensibilității. În cazul în care nu se crește sensibilitatea radioreceptorului prin manevrarea atenuatorului, semnalul slab nu va putea fi recepționat. În plus, construcția unui atenuator capabil să lucreze într-o gamă largă de frecvențe (150 kHz — 250 MHz) este foarte pretențioasă.

O altă posibilitate ar fi introducerea atenuatorului în radioreceptor la intrarea etajelor de *AF*. În acest caz atenuatorul are o construcție simplă, deoarece trebuie să lucreze într-o bandă redusă de frecvențe (20 Hz — 15 kHz), în schimb există pericolul saturării etajelor dinaintea atenuatorului la recepția unui semnal puternic, dacă receptorul nu dispune de *RAA*.

Radioreceptoarele moderne dispun de două elemente de reglaj al amplificării : un sistem de reglaj automat (*RAA*) și un atenuator acționat

manual, montat după etajul de detecţie şi realizat de obicei printr-un potenţiometru.

Presupunînd că datorită *RAA*-ului tensiunea la ieşirea etajului demodulator este aceeaşi, independent de nivelul semnalului la intrare (cazul ideal), potenţiometrul de reglaj manual al volumului trebuie să asigure un reglaj continuu al volumului între nivelul maxim şi zero, astfel ca la unghiuri de rotaţie ale axului potenţiometrului egale să existe senzaţia unei reduceri proporţionale a nivelului volumului şi să nu introducă distorsiuni. Pentru ca reglajul să fie continuu este necesar un potenţiometru chimic şi nu unul bobinat, la care cursorul sare de pe o spiră pe alta. Utilizarea unui potenţiometru chimic este indicată şi pentru faptul că acesta se prezintă ca o rezistenţă pură la frecvenţe audio, spre deosebire de potenţiometrul bobinat care prezintă şi o inductanţă serie. De asemenea, potenţiometrul chimic poate fi construit cu rezistenţă proprie mare (de ordinul megaohmilor) spre deosebire de potenţiometrele bobinate la care rezistenţa poate fi de maximum 100 kΩ. Pentru ca reglajul să se facă începînd de la zero, trebuie ca rezistenţa măsurată între cursor şi capătul rece (pus la masă) al potenţiometrului, atunci cînd cursorul se află la acest cap, să fie foarte mică (teoretic zero). În caz contrar, cu cursorul la capătul de masă sensibilitatea va fi diferită de zero.

Conform legii lui Weber şi Fechner senzaţia este proporţională cu logaritmul excitaţiei. În consecinţă, pentru a avea senzaţia unui reglaj liniar al volumului vor trebui utilizate potenţiometre cu o variaţie logaritmică a rezistenţei în funcţie de unghiul de rotaţie.

Urechea percepe diferit fiecare frecvenţă din banda frecvenţelor audibile conform curbei de sensibilitate în funcţie de frecvenţă a urechii (v. fig.14.26). Această curbă depinde foarte mult de nivelul semnalului aplicat. Astfel, la nivele mari ale semnalului toate frecvenţele vor fi percepute aproape la fel, dar în apropierea pragului de audibilitate (nivelul de la care începe percepţia senzaţiei) frecvenţele audio joase sau înalte vor fi mai slab percepute decît frecvenţele audio medii. Pentru a avea aceeaşi senzaţie, indiferent de nivelul semnalului, va trebui realizată o compensare a caracteristicii de frecvenţă în funcţie de nivelul semnalului. Un exemplu de schemă de reglaj manual de volum astfel compensat este prezentat în figura 14.13.

Circuitul C_1R_1 va face ca atunci cînd potenţiometrul are cursorul mai aproape de capătul de masă (deci la nivele de semnal reduse) tensiunile de frecvenţă audio medie şi înaltă să fie atenuate. Condensatorul C_2 va duce la mărirea tensiunilor de frecvenţe audio înalte cu atît mai mult, cu cît cursorul potenţiometrului se află mai aproape de capătul de masă, deoarece în acest caz reactanţa lui C_2 va fi din ce în ce mai mică faţă de rezistenţa între capătul cald şi cursorul potenţiometrului. Schema permite

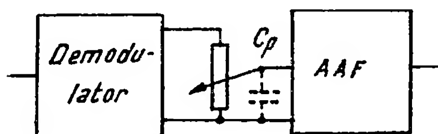


Fig. 14.14. Schema-bloc a unui sistem modern de reglaj manual al volumului.

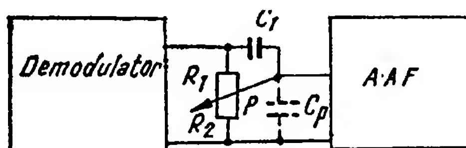


Fig. 14.15. Schema-bloc a unui sistem modern de reglaj manual al volumului cu compensarea capacităţii parazite C_p.

deci o ridicare a nivelului tensiunilor de frecvenţă audio înalte şi joase, ceea ce realizează compensarea curbei de sensibilitate a urechii.

O cauză a distorsiunilor de frecvenţă a dispozitivului de reglaj a nivelului volumului o constituie şi existenţa capacităţii parazite de intrare a etajului de *AF* (fig. 14.14). Din această cauză, pe măsura apropierii cursorului potenţiometrului de capătul de masă, frecvenţele audio ridicate vor fi mai atenuate, în special atunci cînd potenţiometrul de volum are o valoare mare a rezistenţei (peste 1 MΩ). Pentru ca reglajul de volum să nu depindă de frecvenţă ar fi necesară o schemă ca în figura 14.15, la care să fie satisfăcută relaţia:

$$R_1C_1 = R_2C_p. \tag{14.11}$$

Deoarece rezistenţele R_1 şi R_2 sînt variabile în funcţie de nivelul volumului ($R_1 + R_2 = P$), relaţia (14.11) nu poate fi satisfăcută decît pentru o singură poziţie a cursorului potenţiometrului. Schema din figura 14.13 realizează oarecum şi această compensare printr-o alegere judicioasă a condensatorului C_2.

Uneori potenţiometrul de reglaj al volumului este plasat departe de etajul demodulator sau *AF*. În aceste cazuri firele de conexiune trebuie ecranate pentru a evita zgomotul de fond de reţea datorită cuplajelor capacitive parazite între aceste fire şi conductoarele de filament, spre exemplu. Această precauţie este cu atît mai importantă atunci cînd întrerupătorul de reţea se montează tot pe potenţiometrul de volum.

Reglajul manual al volumului poate fi realizat şi prin utilizarea circuitelor electronice, folosind elemente statice de acţionare. În acest scop se va utiliza schema din figura 14.10 pentru acţionare, iar tensiunea de polarizare astfel obţinută va servi la comandarea mărimii amplificării unui etaj de *AF* prin variaţia pantei acestuia, sau prin variaţia mărimii unei rezistenţe utilizate, fie ca sarcină, fie într-un circuit de reacţie negativă.

În ipoteza variaţiei pantei sînt adoptate scheme similare cu acelea utilizate la *RAA*. În ipoteza variaţiei mărimii unei rezistenţe sînt utilizate termistoare încălzite fie de curentul continuu de polarizare, care le străbate, fie într-un mod indirect.

Pentru a obţine gama de variaţie necesară a volumului cu acest sistem este necesară comandarea amplificării mai multor etaje *AF* simultan. Schemele unor etaje cu amplificare comandată prin intermediul unui termistor sînt prezentate în figurile 14.16 şi 14.17.

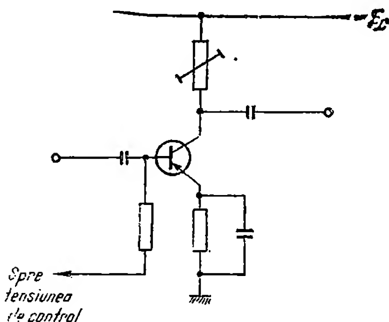


Fig. 14.16. Etaj audio cu cîştig variabil.

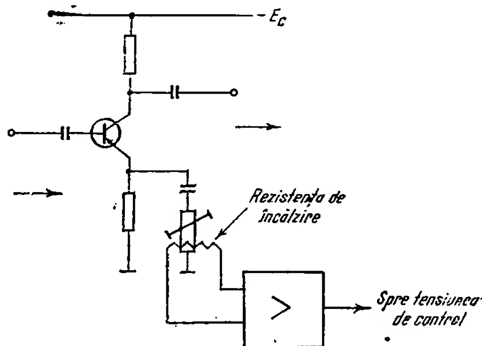


Fig. 14.17. Schema de comandă a cîştigului unui etaj audio.

Pentru *MA*, fidelitatea radioreceptorului depinde direct de banda recepţionată. Astfel, cu o bandă de 3 kHz nu vor putea fi redate corect frecvenţele audio cu o frecvenţă mai mare ca $\frac{1}{2}B = 1{,}5\,\text{kHz}$. Din acest motiv, pentru o recepţie de calitate în cazul *MA* radioreceptorul trebuie să aibă o bandă largă (teoretic, pentru a recepţiona corect frecvenţele de 15 kHz, banda ar trebui să fie cel puţin $B = 2 f_{max\ audio} = 30$ kHz). O bandă atît de largă însă nu permite o bună selectivitate (definită ca atenuarea la ± 9 kHz). Astfel, radioreceptoarele de bună calitate trebuie să dispună de sisteme de reglaj manual al selectivităţii (şi deci al benzii recepţionate, deoarece curba de selectivitate nu este dreptunghiulară). Sistemele de reglaj manual al selectivităţii pot fi realizate relativ uşor la radioreceptoarele cu schimbare de frecvenţă, întrucît la acestea selectivitatea depinde în special de caracteristica de frecvenţă a filtrelor de *FI* care lucrează pe o frecvenţă fixă. Modificînd caracteristica de frecvenţă a acestor filtre se va modifica şi curba de selectivitate a radioreceptorului. În majoritatea cazurilor filtrele de bandă de *FI* sînt realizate din două circuite acordate pe aceeaşi frecvenţă şi cuplate prin inductanţa mutuală. În acest caz o metodă simplă pentru modificarea selectivităţii radioreceptorului constă în modificarea (între anumite limite) a distanţei (cuplajului) între cele două bobine ale transformatorului de *FI*. La modificarea cuplajului la un singur transformator de *FI* (primul) se modifică factorul $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ şi deci şi kQ. Curbele de selectivitate ale unui transformator de *FI* în funcţie de kQ au fost date în figura 6.4.

Dacă se combină curbele a două transformatoare *FI* în care primul transformator are un cuplaj supracritic ($kQ > 1$) şi al doilea un cuplaj critic ($kQ = 1$), se obţine o caracteristică de selectivitate ca în figura 14.18 cu o bandă mai largă. Dacă cuplajul la primul transformator de *FI* se reduce la subcritic ($kQ < 1$), curba obţinută va fi ca în figura 14.19, iar sensibilitatea radioreceptorului va fi puţin mai redusă decît pentru cazul $kQ \geqslant 1$.

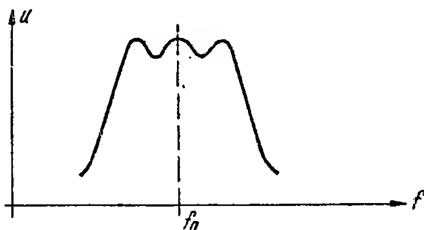


Fig. 14.18. Caracteristica de acord rezultată prin însumarea caracteristicii unui transformator *FI* cu $kQ = 1$ şi a unuia cu $kQ > 1$.

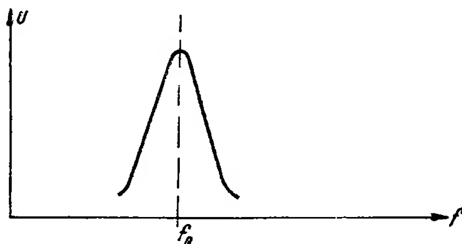


Fig. 14.19. Caracteristica de acord rezultată prin însumarea caracteristicilor a două transformatoare *FI* cu $kQ < 1$

Pentru a obține un reglaj manual de selectivitate care să nu deformeze mult curba de selectivitate se renunță la un reglaj continuu de selectivitate, executîndu-se un reglaj în trepte. În acest caz, prin utilizarea unor filtre de *FI* comutabile, se poate obține o caracteristică de frecvență apropiată de cea ideală atît pentru cazul unei benzi largi de trecere, cît și pentru cazul unei benzi înguste de trecere.

Radioreceptoarele moderne dispun de o clapă de pe comutatorul de unde special pentru reglajul de selectivitate. În acest mod se obțin pentru cele două poziții ale clapei, fie o bandă largă (10 —14 kHz) (deci selectivitate redusă), fie o bandă îngustă (deci selectivitate mărită).

Banda largă este necesară în cazul stațiilor locale, pentru îmbunătățirea fidelității audiției. Din acest motiv, în acest caz se renunță și la obținerea unei sensibilități mari, așa cum este cazul radioreceptorului Rossini-Stereo tip 6001/6002. Pentru poziția corespunzătoare benzii largi se renunță la amplificarea și selectivitatea dată de cel de-al doilea etaj *FI* (echipat cu tubul EBF 80), tensiunea de *AF* obținîndu-se cu un etaj de modulator *MA* separat.

Pentru poziția corespunzătoare benzii înguste intră în funcțiune și cel de-al doilea etaj de *FI*, tensiunea de *AF* obținîndu-se de la un alt etaj demodulator *MA*. Utilizarea a două etaje de modulatoare este justificată întrucît înlătură necesitatea comutării în *FI*, comutarea efectuîndu-se în *AF*. În acest mod se evită cuplajele parazite în *FI* care ar putea da naștere unor autooscilații.

Un alt sistem, mai perfecționat, îl constituie utilizarea filtrelor de *FI* cu puncte nule. Prin utilizarea acestor filtre se poate îmbunătăți selectivitatea radioreceptorului fără a se influența mult asupra benzii de trecere. Principiul acestui sistem se bazează pe utilizarea unor circuite de rejecție care îmbunătățesc fronturile curbei de selectivitate de *FI*. În lipsa acestor circuite de rejecție curba de selectivitate are alura curbei *1* din figura 14.20.

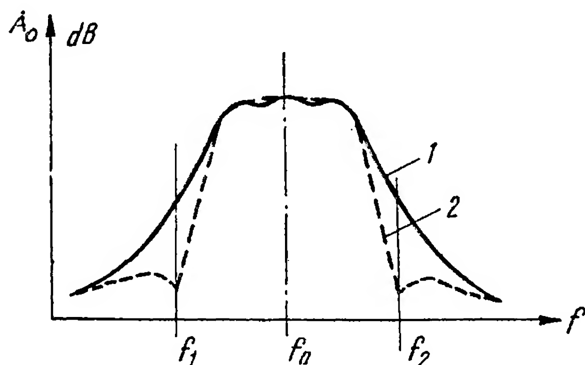


Fig. 14.20. Caracteristica de acord a filtrului de bandă din figura 14.21

1 — caracteristica de acord în cazul cînd K_1 și K_2 sînt deschise; *2* — caracteristica de acord în cazul cînd K_1 și K_2 sînt închise.

Prin adăugarea circuitelor de rejecție (două circuite) se obține curba *2* care prezintă fronturi mult mai abrupte, fără a micșora însă banda de trecere. Deoarece reglajul unui filtru cu puncte nule ar fi mult îngreuiat dacă frecvențele de rejecție ar trebui aliniate separat, filtrul se realizează astfel încît alinierea corectă a acestor frecvențe rezultă la reglajul filtrului numai pe frecvența intermediară. În acest scop, anumite elemente ale filtrului (inductanțe, condensatoare) trebuie realizate cu toleranțe foarte mici.

Schema unui astfel de filtru de *FI* este prezentată în figura 14.21, el fiind plasat de obicei între etajul schimbător de frecvență și primul etaj de *FI*. Dacă circuitele inductanțelor L_4, L_5, L_6 și L_{10} ar lipsi, filtrul s-ar prezenta ca un filtru obișnuit de *FI* în care circuitele C_1L_1 și $(L_2 + L_3)\ C_2$ ca și circuitele C_4L_7 și $(L_8 + L_9)\ C_6$ ar fi cuplate prin inductanță mutuală, iar circuitele $(L_2 + L_3)\ C_2$ și L_7C_4 ar fi cuplate capacitiv la capătul rece prin C_3. Prezența circuitelor inductanțelor L_4, L_5, L_6 și L_{10} realizează două cuplaje suplimentare prin inductanța mutuală, care conduc la apariția celor două frecvențe de rejecție f_1 și f_2 (două puncte nule). Rejecțiile apar datorită faptului că legea de variație cu frecvența a cuplajului capacitiv este inversă față de cea a cuplajului inductiv și cuplajele sînt alese astfel, încît tensiunile aduse prin cele două cuplaje să aibă faze contrare la frecvențele care trebuie rejectate.

Plasarea corectă a acestor frecvențe de rejecție depinde de valorile elementelor din circuitele suplimentare de cuplaj, precum și de reglajul corect al circuitelor acordate de *FI*. Reglajul acordului circuitelor de *FI* se face reglînd poziția miezurilor bobinelor L_1, L_3, L_7 și L_9, astfel încît nivelul semnalului la ieșirea radioreceptorului să fie maxim, atunci cînd la intrarea etajelor de *FI* se aplică un semnal *FI —MA*. Reglajul de selectivitate pentru acest tip de filtru se realizează prin deschiderea întrerupătoarelor K_1 și K_2, în care caz filtrul de *FI* nu mai are puncte nule, caracteristica sa de selectivitate fiind ca în figura 11.20, curba *1*.

În ultima vreme, pentru realizarea unor circuite cu o curbă de selectivitate cît mai aproape de cea ideală, se utilizează în locul filtrelor clasice de *FI* (cu circuite *LC*) filtre de *FI* magnetostrictive sau piezoelectrice (ceramice). Aceste filtre utilizează proprietățile rezonatorilor mecanici care

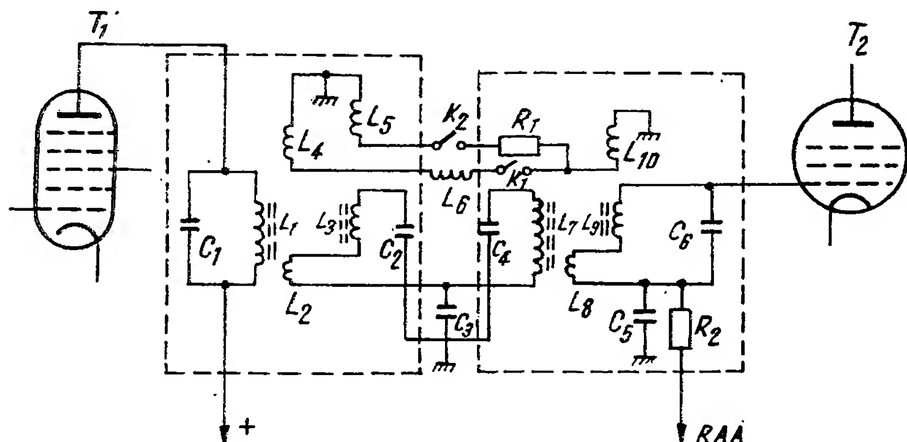


Fig. 14.21. Filtru de bandă de *FI* cu puncte nule.

au factori de calitate foarte mari (5 000 —10 000) și se prezintă ca o casetă capsulată, reglajul pe frecvența de lucru fiind executat la fabricarea filtrului. Dimensiunile acestor filtre sînt mult mai mici decît filtrele *LC*; de asemenea, ele sînt mult mai robuste la solicitări mecanice sau termice. Pentru reglajul de selectivitate se comută în lanțul de *FI* un număr mai mic sau mai mare de astfel de filtre.

Datorită performanţelor lor mult îmbunătăţite faţă de filtrele de tip *LC*, în radioreceptoarele de categoria III (cu performanţe reduse) este suficientă introducerea unui singur filtru de *FI* piezoelectric sau magnetostrictiv, pentru a asigura selectivitatea radioreceptorului şi nu două (aceste radioreceptoare dispun de obicei de două transformatoare de *FI*). Reglajul de selectivitate se face doar pentru *MA*, pentru *MF* îngustarea benzii conducînd la distorsionarea neliniară a semnalului. Reglajul manual al selectivităţii poate fi realizat utilizînd circuite electronice similare cu acelea prezentate în figurile 14.4, 14.5 şi 14.10. În acest caz circuitele pot fi microminiaturizate prin integrare.

8. REGLAJUL PENTRU COMUTAREA ANTENEI EXTERIOARE PE ANTENA DE FERITĂ

Radioreceptoarele moderne, în afara reglajul manual al selectivităţii, trebuie să dispună de un sistem de comutare a radioreceptorului de pe antena exterioară pe antena de ferită, înglobată în radioreceptor. Deoarece antena de ferită are o caracteristică de directivitate ca în figura 14.22, rezultă că pentru recepţionarea oricărei staţii de emisie este necesară rotirea barei de ferită cu cel puţin 90°. Sistemul de comutare a antenelor execută totodată şi rotirea antenei de ferită, astfel încît se evită utilizarea a două comenzi. În radioreceptoarele staţionare, utilizarea antenei de ferită prezintă următoarele avantaje :

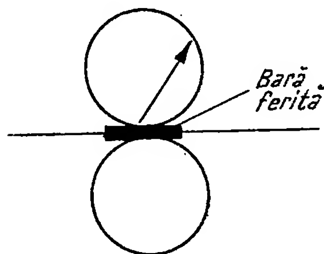


Fig. 14.22. Caracteristica de directivitate a unei antene de ferită.

— recepţia este mai puţin afectată de perturbaţiile atmosferice (deoarece acestea au componenta cîmpului electric *E* mai mare, iar antena de ferită este sensibilă la componenta cîmpului magnetic) ;

— posibilitatea selecţiei staţiilor cu frecvenţe purtătoare foarte apropiate, dar plasate în direcţii diferite utilizînd caracteristica de directivitate a antenei de ferită. Sistemul de rotire a barei de ferită realizează transmisia mişcării tot prin intermediul unui fir flexibil şi inextensibil, pe butonul de comandă a acţionării fiind înscrise gradaţii pentru a permite delimitarea poziţiei unghiulare în spaţiu a barei de ferită. La capetele de cursă butonul de rotire a barei comută automat radioreceptorul pe antena exterioară. Un exemplu de sistem de acţionare a antenei de ferită este dat în figura 14.23.

Tamburul gradat *1*, plasat pe axul de acţionare, serveşte la indicarea poziţiei unghiulare a antenei. De pe tamburul *2*, solidar cu axul, firul

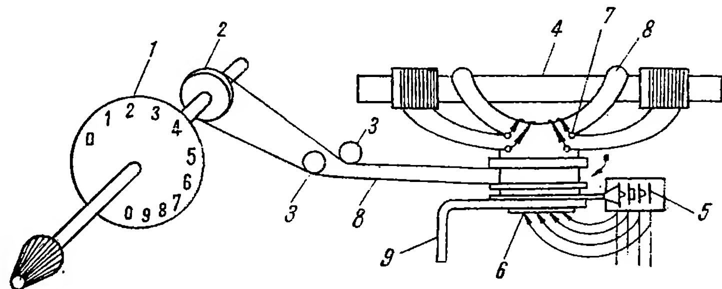


Fig. 14.23. Sistem de rotire mecanică a antenei de ferită.

inextensibil *8* trece pe scripeţii *3* şi apoi acţionează tamburul *6*, solidar cu bara de ferită. La cap de cursă este acţionat comutatorul *5* (chei telefonice) de un cioc al tamburului *6*. Conexiunile bobinelor de pe bara de ferită sînt aduse la contactele *7*, de unde cu fir leonic (pentru a nu se rupe la îndoiri repetate) sînt aduse la comutatorul *5* prin interiorul piesei *8* rotative.

9. REGLAJUL MANUAL AL TONULUI

Reglajul manual al tonului permite variaţia caracteristicii de frecvenţă (a fidelităţii) a radioreceptorului între anumite limite, în scopul asigurării pentru fiecare gen de program (muzica, vorba etc.) a caracteristicii de frecvenţă cea mai potrivită. Reglajele simple de ton acţionează doar asupra frecvenţelor audio înalte, atenuîndu-le. Un astfel de reglaj este realizat după o schemă de principiu ca în figura 14.24. Valoarea potenţiometrului *P* este aleasă mai mare decît rezistenţa R_1 şi atunci, independent de condensatorul C_1, dacă cursorul potenţiometrului *P* se găseşte la masă, caracteristica de frecvenţă a etajului de *AF* echipat cu tubul T_1 va fi foarte puţin influenţată. Dacă cursorul potenţiometrului *P* se găseşte la capătul cald, atunci frecvenţele audio înalte vor fi mult atenuate datorită filtrului trece-jos format de rezistenţa internă a tubului T_1 şi condensatorului C_1. Valoarea condensatorului C_1 se alege astfel, încît să realizeze o modificare convenabilă a caracteristicii de frecvenţă (frecvenţa la care apare o atenuare de 3 dB va fi $f_s = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$. Un exemplu de caracteristică de frecvenţă în ipotezele de mai sus este prezentată în figura 14.25.

Radioreceptoarele moderne asigură reglajul caracteristicii de frecvenţă în *AF*, ţinînd seamă de caracteristica de frecvenţă a urechii. După cum se vede în figura 14.26 pentru a avea senzaţia unei caracteristici liniare de frecvenţă, atît frecvenţele audio joase cît şi cele înalte vor trebui să aibă amplitudini relativ mai mari decît cele corespunzătoare frecvenţelor audio medii (800—1 000 Hz). Astfel sînt necesare dispozitivele de reglaj independente atît pentru frecvenţele audio înalte, cît şi pentru cele coborîte. Deoarece pentru fiecare gen de program corespunde o anumită caracteristică de frecvenţă care asigură cel mai bine audierea programului

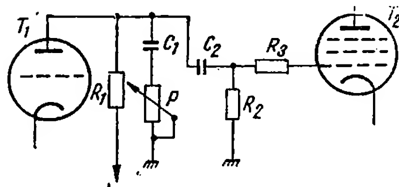


Fig. 14.24. Schema de principiu a unui reglaj simplu de ton la frecvenţe audio înalte.

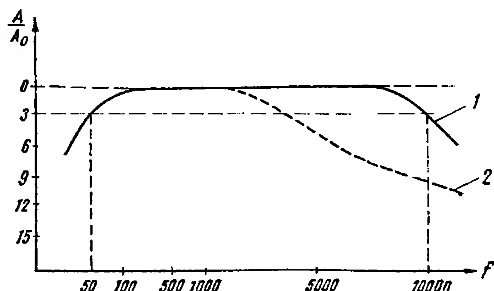


Fig. 14.25. Caracteristica de frecvenţă a etajelor de *AF* dotate cu reglajul de ton conform figurii 14.24 :

1 — cu cursorul potenţiometrului de ton la masă; *2* — cu cursorul potenţiometrului de ton la *C*.

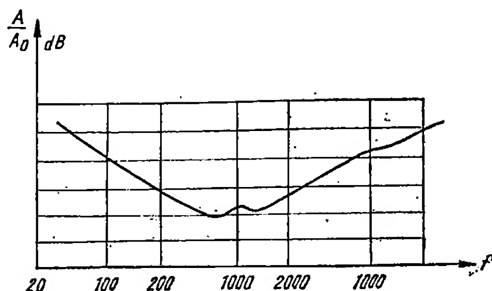


Fig. 14.26. Caracteristica de frecvenţă a urechii.

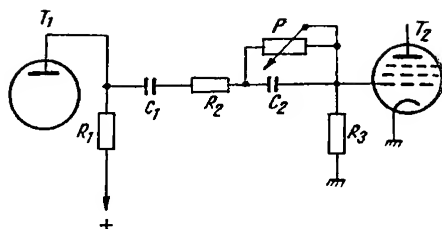


Fig. 14.27. Schema de principiu a unui reglaj simplu de ton la frecvenţele audio coborîte.

respectiv, modificarea caracteristicii de frecvenţă în funcţie de genul de program se execută printr-un comutator numit registru de ton. Utilizarea registrului de ton scurtează timpul necesar reglajului caracteristicii de frecvenţă atunci cînd se trece de la un gen de program la altul. Registrul de ton poate fi realizat astfel încît să permită şi reglajul fin al caracteristicii de frecvenţă atît în domeniul frecvenţelor audio înalte, cît şi în domeniul frecvenţelor audio coborîte. Un exemplu de schemă simplă de reglaj fin al frecvenţelor audio coborîte este prezentat în figura 14.27.

Dacă $C_2 \ll C_1$, atunci cînd cursorul potenţiometrului P se găseşte la capătul legat la grila tubului T_2, în paralel cu condensatorul C_2 se va găsi rezistenţa potenţiometrului P, care fiind mare poate fi neglijată. Semnalul de AF din anodul tubului T_1 va ajunge la grila tubului T_2 prin grupul $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, R_3.

Deoarece valoarea condensatorului T_2 este mică, constanta de timp $\frac{C_1 C}{C_1 + C_2} \cdot R_3 = \tau$ va fi de asemenea mică şi frecvenţele audio coborîte vor fi atenuate. Prin mutarea cursorului potenţiometrului P la celălalt capăt, capacitatea C_2 este scurtcircuitată, ceea ce duce la creşterea constantei de timp τ şi deci frecvenţele audio coborîte nu vor mai fi atenuate. Prin introducerea în cascadă a unui circuit de reglaj la frecvenţe audio coborîte şi a unui circuit de reglaj la frecvenţele audio ridicate se poate obţine reglajul caracteristicii de frecvenţă atît la frecvenţele audio coborîte, cît şi la frecvenţele audio ridicate.

Conectarea în cascadă a două asemenea circuite se face uneori utilizînd un etaj separator pentru a evita influenţarea reciprocă a circuitelor, care ar duce la reducerea performanţelor reglajului. Etajul separator mai serveşte de asemenea şi pentru compensarea atenuărilor introduse la frecvenţele medii de circuitele de reglaj a caracteristicii de frecvenţă.

În alte cazuri se folosesc circuite sub formă de punţi, care realizează simultan atît reglajul caracteristicii la frecvenţele audio coborîte, cît şi la frecvenţele audio ridicate, compensarea atenuării introduse de acest circuit realizîndu-se în amplificatorul AF. Un exemplu de un astfel de circuit este prezentat în figura 14.28.

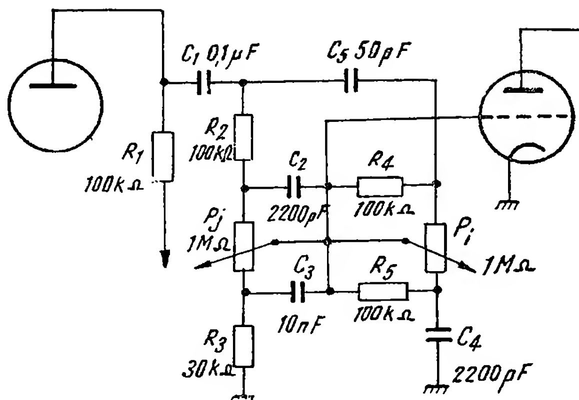


Fig. 14.28. Schema de principiu a unui circuit de reglaj separat al caracteristicii de frecvență atît la frecvențe audio înalte, cît și la frecvențe audio joase.

● **La frecvențele audio medii** în ipoteza în care cursoarele potențiometrelor de reglaj ale caracteristicii de frecvență la frecvențe audio coborîte P_j și de reglaj la frecvențe audio ridicate P_i se găsesc la capetele calde, circuitul din figura 14.28 se prezintă ca în figura 14.29, deoarece se pot neglija condensatoarele $C_2(X_{C_2} \ll)$ și $C_3(X_{C_3} \ll)$ și de asemenea circuitul $P_i - R_4$, deoarece C_5 este mic $(X_{C_5} \gg)$. Deci, la frecvențe audio medii circuitul de corecție introduce o atenuare (fig. 14.29)

$$\alpha = \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \tag{14.12}$$

deoarece $X_{C_1} \ll R_2 + R_3$.

● **La frecvențele audio coborîte** nu se poate neglija efectul reactanțelor X_{C_2} și C_{C_3}, astfel că schema se prezintă ca în figura 14.30. Neglijînd influența lui C_3 și R_3, schema este echivalentă cu schema din figura 14.27 care realizează reglajul caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor audio coborîte. Schema din figura 14.28 asigură posibilitatea reglajului cu o dinamică mai mare datorită existenței circuitului C_3R_3. Astfel, atunci cînd cursorul potențiometrului P_j se găsește la capătul corespunzător rezistenței R_2, tensiunile corespunzătoare frecvențelor audio medii sînt atenuate datorită circuitului R_2C_3 trece-jos. Prezența rezistenței R_3 face ca acest circuit să aibă o caracteristică de frecvență ca în figura 14.31 (linia plină), cu linia punctată figurîndu-se caracteristica de frecvență

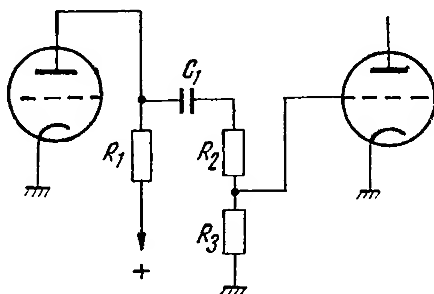


Fig. 14.29. Schema echivalentă a schemei din figura 14.28 la frecvențe audio medii în ipoteza în care potențiometrele P_i și P_j au cursoarele la capetele calde.

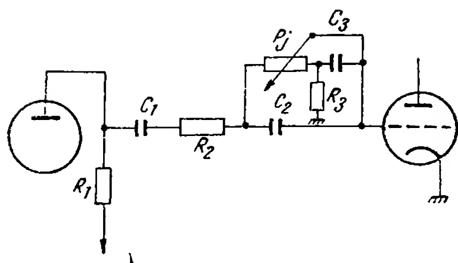


Fig. 14.30. Schema echivalentă a schemei din figura 14.28 la frecvențe audio coborîte.

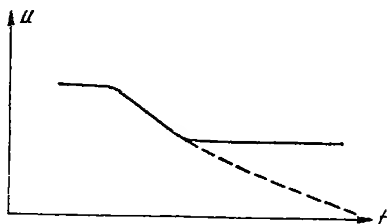


Fig. 14.31. Caracteristica de frecvență a circuitului de reglaj a caracteristicii de ton fin (fig. 14.29). Cu linie întreruptă s-a figurat caracteristica de frecvență în absența rezistenței R_3.

a circuitului în absența rezistenței R_3. Atenuarea frecvențelor audio medii face și mai pronunțată dinamica circuitului. Cînd cursorul potențiometrului P_j se află la capătul corespunzător rezistenței R_3, condensatorul C_3 este scurtcircuitat, iar rezistența de grilă va deveni R_3, ceea ce reduce și mai mult constanta de timp a circuitului de grilă ($\tau \simeq C_2R_3$, deoarece $C_1 \simeq C_2$). În acest fel dinamica circuitului crește.

● **Pentru frecvențe audio înalte** se poate considera schema din figura 14.32, deoarece X_{C_2} și X_{C_3} pot fi neglijate, iar $R_2 \gg X_{C_5}$. Cînd cursorul potențiometrului P_i se găsește la capătul corespunzător condensatorului C_5, rezistența R_4 este scurtcircuitată și constanta de timp a circuitului de grilă va fi $\tau_g = C_5R_3$ și, deoarece τ_g este mic, tensiunile de frecvență audio medii și coborîte vor fi puternic atenuate. Pe măsură ce cursorul potențiometrului P_i coboară către capătul corespunzător condensatorului C_4 va începe să conteze circuitul filtrului trece-jos R_4C_4 și tensiunile corespunzătoare frecvențelor audio ridicate vor fi atenuate. Circuitul din figura 14.32 asigură o dinamică mai mare decît circuitul din figura 14.24, deoarece conține două circuite, unul trece-sus C_5R_3 și unul trece-jos C_4R_4.

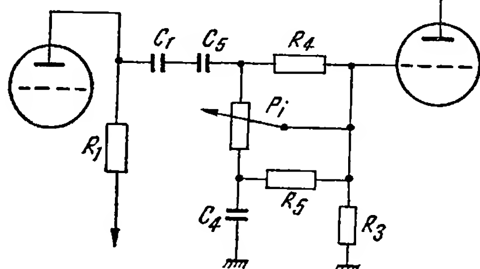
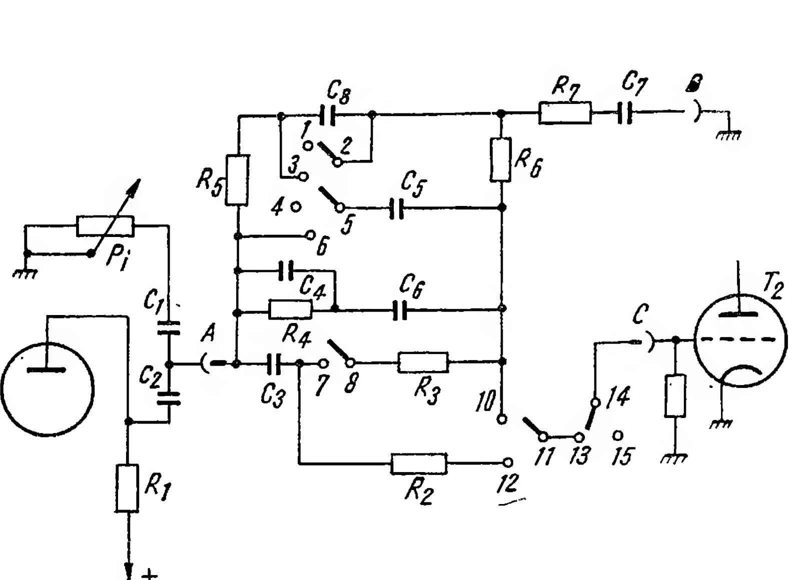


Fig. 14.32. Schema echivalentă a schemei din figura 14.28 la frecvențe audio înalte.

Registru de ton. În afara circuitelor de reglaj fin al caracteristicii de frecvență, radioreceptoarele moderne dispun și de registru de ton. Un exemplu de schemă de principiu a unui registru de ton este dat în figura 14.33. Circuitele registrului sînt montate de obicei chiar pe comutatorul registrului, iar firele de legătură se conectează la radioreceptor prin intermediul unei mufe, astfel încît la scoaterea șasiului din casetă registrul să poată fi ușor deconectat.

În schema din figura 14.33 circuitul C_1P_i servește la reglajul fin al caracteristicii de frecvență la frecvențele audio înalte. Mufa este reprezentată de contactele ABC. Pe poziția „Bas" caracteristica de frecvență va avea tensiunile corespunzătoare frecvențelor audio coborîte mai mari decît tensiunile pentru celelalte frecvențe, deoarece condensatorul C_8 de valoare



	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Vorbă	•	•		•	•			•	•		•	•	•	•	
Solo	•	•		•	•		•	•		•	•		•	•	
Jaz	•	•			•	•		•	•	•	•		•	•	
Bas		•	•	•	•			•	•	•	•		•	•	

Fig. 14.33. Schema de principiu a registrului de ton a radioreceptorului Rossini — stereo 6 001/6002.

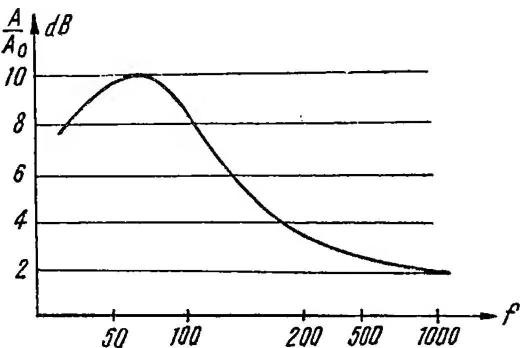


Fig. 14.34. Caracteristica de frecvență pe poziția „Bas".

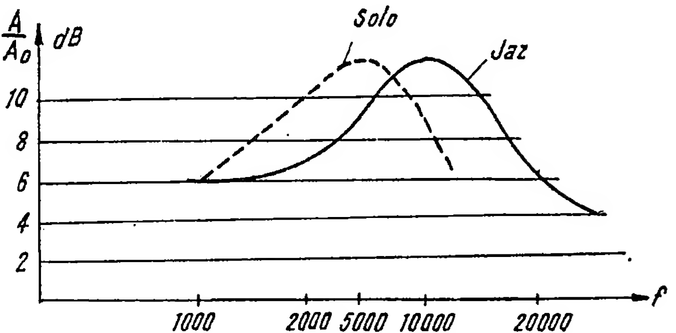


Fig. 14.35. Caracteristica de frecvență pe pozițiile „Jaz" și „Solo".

redusă este scurtcircuitat de comutator. Caracteristica de frecvență va arăta în consecință ca în figura 14.34. Ridicarea caracteristicii la frecvențe joase se face de obicei pe „Bas" cu 6—15 dB la frecvența de 50 Hz. Din acest motiv radioreceptorul trebuie să fie bine ecranat și cablat pentru a nu avea zgomot puternic de la rețea (de 50 Hz care în acest caz va fi amplificat cu 6—15 dB).

Pozițiile „Jaz" și „Solo" modifică caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor audio medii și înalte. Caracteristica de frecvență pentru „Solo" și „Jaz" este dată în figura 14.35.

În poziția „Vorbă" caracteristica de frecvență are o bandă mult îngustată (între 200 și 300 Hz pînă la 2 500—6 000 Hz). O caracteristică tipică este reprezentată în figura 14.36. Pentru registrele care au o poziție pentru „Orchestră", caracteristica de frecvență se alege astfel încît să corespundă caracteristicii de frecvență a urechii. În acest mod radio-

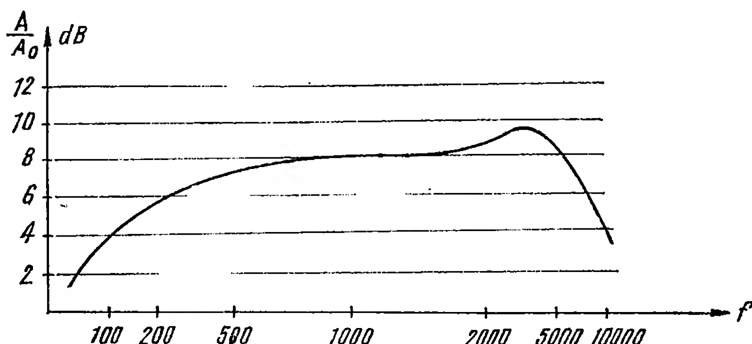


Fig. 14.36. Caracteristica de frecvență pe poziția „Vorbă".

ascultătorul are senzația unei redări fără distorsiuni de frecvență a programului recepționat.

Deoarece reglajele fine ale caracteristicii de frecvență la frecvențele audio înalte și joase se realizează independent de registrul de ton, caracteristicile de frecvență indicate în figurile 14.34—14.36 corespund situației în care reglajele fine ale caracteristicii de frecvență s-ar găsi în pozițiile corespunzătoare benzii maxime.

La unele radioreceptoare se asociază reglajul fin de selectivitate pe *MA* cu reglajul fin al caracteristicii de frecvență la frecvențe audio înalte, astfel încît poziția corespunzătoare benzii maxime audio să corespundă și selectivității minime (benzii maxime a radioreceptorului). Reglajul manual al tonului poate fi realizat și prin intermediul circuitelor electronice conform principiilor prezentate în schemele din figurile 14.4, 14.5 și 14.10.

10. REGLAJUL MANUAL AL ECHILIBRĂRII CANALELOR STEREO (BALANSUL STEREO)

Radioreceptoarele „stereo" dispun de două canale în audiofrecvență. Întrucît nu totdeauna echipamentul poate fi realizat perfect simetric, se introduce un reglaj al sensibilității pe fiecare canal acționat însă dife-

renţial printr-un singur sistem de acţionare. În acest mod se poate regla după dorinţă, cu limite de 10—20 dB sensibilitatea unui canal AF în raport cu celălalt. În general sînt utilizate în acest scop potenţiometre liniare. Plasarea cursorului potenţiometrelor în poziţie mediană corespunde

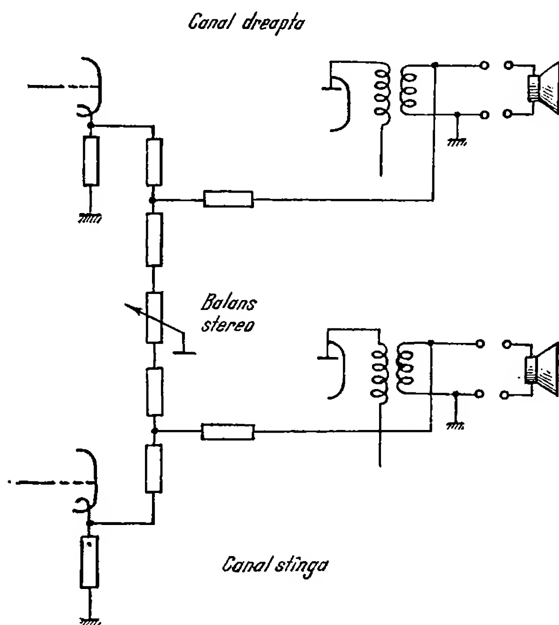


Fig. 14.37. Reglajul de balans stereo de la radioreceptorul Rossini stereo tip 6 001/6 002.

unui nivel egal de amplificare pe fiecare canal. Deplasarea cursorului fie la stînga, fie la dreapta va duce la creşterea sensibilităţii unui canal în raport cu celălalt (stînga faţă de dreapta) sau invers.

Schema unui astfel de reglaj este prezentată în figura 14.37. Reglajul manual al balansului stereo poate fi realizat şi prin intermediul unor circuite electronice. Utilizarea unor astfel de sisteme permite integrarea completă a circuitelor radioreceptorului, realizîndu-se astfel posibilitatea microminiaturizării.

B. REGLAJE AUTOMATE

1. REACŢIA NEGATIVĂ

Pentru îmbunătăţirea performanţelor receptorului se utilizează reacţia negativă care micşorează atît distorsiunile de neliniaritate, cît şi cele de frecvenţă. În acelaşi timp se micşorează zgomotul de reţea (brumul) produs de tensiunea reţelei şi se asigură în general stabilitatea amplificării.

Un alt avantaj rezultă prin introducerea reacţiei negative este că deşi dispersia tranzistoarelor este relativ mare, se obţin scheme cu parametri reproductivi prin prescrierea unor toleranţe strînse numai cîtorva elemente din circuitul de reacţie.

În radioreceptoare, reacția negativă se aplică în special la amplificatoarele de *AF* pe unul sau mai multe etaje, introducînd în antifază la intrare o fracțiune din semnalul de la ieșire.

După modul în care se realizează circuitul de reacție negativă există reacția negativă de tensiune, de curent sau mixtă.

Amplificarea fără reacție a amplificatorului este dată de relația:

$$A = \frac{U_{ies}}{U_{in}} = \frac{U_{ies}}{U_s} \tag{14.13}$$

Coeficientul de reacție β este dat de raportul dintre tensiunea de reacție U_β aplicată de la circuitul de reacție la intrarea amplificatorului (fig. 14.38) și tensiunea de la ieșirea acestuia U_{ies}.

$$\beta = \frac{U_\beta}{U_{ies}} \tag{14.14}$$

unde β poate lua valori de la 0 la +1 și de la 0 la −1, după cum reacția este pozitivă sau negativă.

Amplificarea amplificatorului cu circuit de reacție este dată de relația:

$$A_r = \frac{U_{ies}}{U_{in}} = \frac{A}{1 - (\pm \beta A)} \tag{14.15}$$

deoarece tensiunea la intrarea amplificatorului este compusă din tensiunea de reacție și tensiunea aplicată.

$$U_{in} = U_s + U_\beta = U_s \pm \beta U_{ies}.$$

Reacția este negativă cînd factorul de reacție βA este negativ, adică:

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A} \tag{14.16}$$

Rezultă deci că:

$$A_r < A.$$

Această scădere a amplificării care se produce prin introducerea reacției negative este compensată de îmbunătățirea performanțelor etajului pe care se aplică.

Cînd tensiunea de reacție U_β este proporțională cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului cu reacție, reacția este de tensiune, indiferent dacă

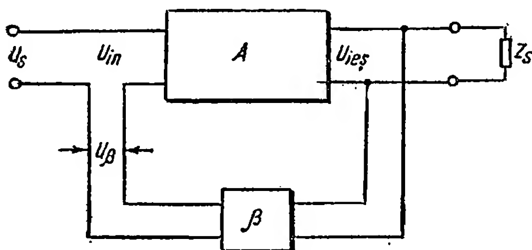


Fig. 14.38. Schema bloc a unui amplificator cu reacție negativă de tensiune.

tensiunea respectivă se aplică la intrarea în serie sau în paralel. În figura 14.38 amplificatorului i s-a aplicat o reacţie de tensiune în serie cu intrarea.

În schema din figura 14.39 tensiunea de reacţie se ia de pe impedanţa Z_β conectată în serie cu sarcina şi se aplică în serie la intrare.

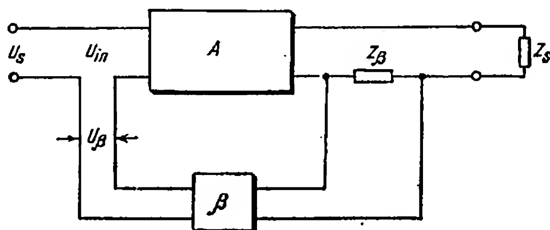


Fig. 14.39. Schema-bloc a unui amplificator cu reacţie negativă de curent.

În acest caz reacţia este de curent, deoarece mărimea tensiunii de reacţie depinde de curentul din circuitul de sarcină.

a. Influenţa reacţiei negative asupra caracteristicilor amplificatoarelor

Datorită distorsiunilor de neliniaritate introduse de caracteristicile tuburilor şi tranzistoarelor din etajele amplificatoarelor, în special din etajul final, semnalul de la ieşire este diferit de cel de la intrare, modificîndu-i-se conţinutul de armonici. Prin aplicarea reacţiei negative distorsiunile de neliniaritate scad, armonicile de la ieşirea amplificatorului fiind aplicate prin circuitele de reacţie la intrarea amplificatorului şi amplificate ajung la ieşire în antifază, compensînd distorsiunile. Factorul de distorsiuni al amplificatorului cu reacţie este :

$$\delta_\beta = \frac{\delta}{1 + \beta A} \qquad (14.17)$$

unde δ este factorul de distorsiuni al amplificatorului fără reacţie.

În ceea ce priveşte distorsiunile de frecvenţă, efectul reacţiei este următorul : dacă se introduce o astfel de reacţie negativă încît β să fie independent de frecvenţă, tensiunea de reacţie U aplicată la intrarea amplificatorului va fi maximă pe frecvenţele pe care amplificarea va fi maximă ; în domeniul frecvenţelor joase şi înalte, unde amplificarea este mai mică, U_β va fi mai mic şi efectul reacţiei negative va micşora mai puţin amplificarea decît pentru frecvenţele medii.

În acest mod caracteristica de frecvenţă a amplificatorului devine mai liniară (fig. 14.40). Forma şi modificarea caracteristicii de frecvenţă depinde de mărimea coeficientului de reacţie şi de

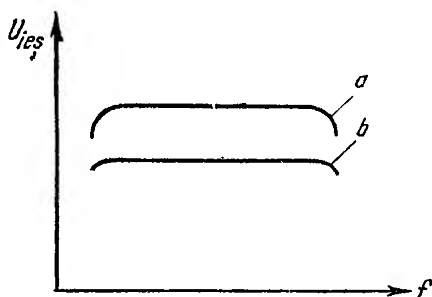


Fig. 14.40. Caracteristica de frecvenţă a unui amplificator :
a – fără reacţie ; b – cu reacţie.

numărul de etaje al amplificatorului. Cu cît β crește, caracteristica devine mai liniară, acest lucru făcîndu-se în detrimentul amplificării.

Impedanța de intrare a tranzistoarelor și tuburilor face ca amplificarea etajului precedent pe a cărui sarcină este conectată în paralel să scadă cu cît frecvența de lucru crește. În funcție de modul cum se aplică reacția negativă unui amplificator, impedanța de intrare a acestuia poate să crească și deci să se micșoreze efectul ei asupra etajului precedent. Din punct de vedere fizic, creșterea impedanței se explică prin scăderea curentului de intrare, datorită faptului că din tensiunea de semnal se scade tensiunea de reacție.

Reacția negativă de tensiune aplicată unui etaj amplificator cu tub, modifică și impedanța de ieșire a acestuia. Dacă amplificarea fără reacție este :

$$A = S \frac{R_i Z_a}{Z_a + R_i} = SZ_{ies} \quad (14.18)$$

unde : S este panta tubului ;
R_i — rezistența internă a tubului ;
Z_a — impedanța anodică ;
Z_{ies} — impedanța de ieșire a amplificatorului,
prin introducerea reacției negative de tensiune amplificarea devine (v. rel. 14.16 și 14.18) :

$$A_r = S \frac{R_{ir} Z_a}{Z_a + R_{ir}} = SZ'_{ies} \quad (14.19)$$

unde

$$R_{ir} = \frac{R_i}{1 + \beta\mu} \quad (14.20)$$

$$\mu = SR_i \quad (14.21)$$

Deci rezistența R_i scade de $1 + \beta\mu$ ori, ceea ce duce la micșorarea impedanței de ieșire a amplificatorului Z_{ies}, care, fiind în anumite limite o mărime independentă de frecvență, mărește stabilitatea etajului.

Reacția negativă de curent mărind valoarea rezistenței interne a tubului (R_i) face să crească impedanța echivalentă de ieșire, ceea ce poate să ducă la menținerea constantă a amplificării etajului cu toate că i s-a aplicat reacție negativă.

În general reacția negativă micșorează amplificarea, dar și distorsiunile, ceea ce o face să fie utilizată în majoritatea radioreceptoarelor.

c. Montaje cu tranzistoare cu reacție negativă

Introducerea reacției negative în receptoarele cu tranzistoare prezintă avantajele menționate în § a.

Se pot realiza performanțe electrice în limite strînse de toleranțe dacă în bucla de reacție toleranțele admise sînt mai mici decît cele impuse amplificatorului, chiar dacă tranzistoarele utilizate au parametri cu dispersie mare și piesele montajului au toleranțe mari.

La alegerea reacţiei negative într-un amplificator cu tranzistoare trebuie cunoscute :

— rezistenţa internă a etajului precedent;
— valoarea rezistenţei de sarcină şi adaptarea la ieşire;
— cîştigul cu reacţie pe care dorim să-l obţinem.

● **Montaje cu reacţie de curent** (serie). Introducînd rezistenţa R_E (fig. 14.41, *a*) între emitor şi masă se realizează reacţia de curent la care etajul trebuie să primească semnal de la un generator de tensiune pentru ca tensiunea de reacţie să cadă pe joncţiunea bază-emitor. După cum se

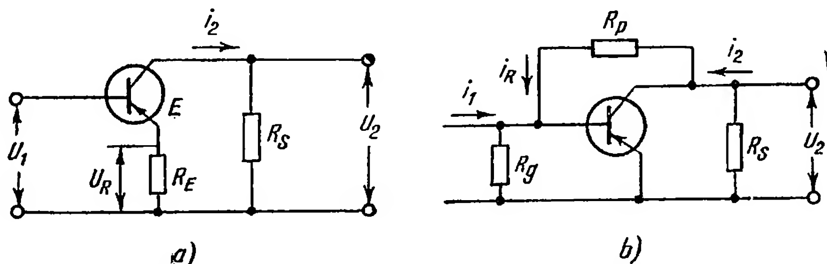


Fig. 14.41. Amplificator cu tranzistoare cu reacţie negativă :
a — reacţie serie; *b* — reacţie paralel.

vede din figura 14.41, *a* tensiunea de reacţie serie U_R se aplică în serie cu semnalul de la intrare U_1, ceea ce a făcut ca acest montaj să se numească cu reacţie serie.

Pentru calculul etajului cu reacţie serie se utilizează relaţiile :

$$A_u \cong \frac{SR_s}{1 + SR_E} \qquad (14.22)$$

$$Z_{in} = \left(R_E + \frac{1}{S}\right), \qquad (14.23)$$

$$S' = \frac{S}{1 + SR_E} \qquad (14.24)$$

unde : A_u este amplificarea de tensiune ; S — panta etajului fără reacţie ; S' — panta etajului cu reacţie ; Z_{in} — impedanţa cu intrare cu reacţie ; Z_1 — impedanţa de intrare fără reacţie.

La montajul cu reacţie de curent amplificarea de tensiune scade de la valoarea SR_s la cea dată de relaţia (14.22), impedanţa de intrare creşte de la valoarea $\frac{\beta}{S}$ la valoarea dată de relaţia (14.23). Impedanţa de ieşire este practic egală cu rezistenţa de polarizare din circuitul colectorului. Panta S, care se stabilizează prin introducerea reacţiei, se calculează pentru curenţi de colector cuprinşi între 0,5 şi 5 A cu relaţia :

$$S = (28...34)\ I_c\ [\text{mA/V}]. \qquad (14.25)$$

Amplificarea de tensiune se poate calcula cu suficientă precizie (±10%) dacă :

$$SR_E \geqslant 10. \qquad (14.26)$$

Acest montaj prezintă deci avantajul că pe lîngă micşorarea distorsiunilor produce şi o mărire a impedanţei de intrare, ceea ce este important la amplificatoarele cu tranzistoare. Din punctul de vedere al schemei, acest montaj este asemănător cu amplificatorul cu reacţie de curent cu rezistenţă în catod.

● **Montaje cu reacţie de tensiune (paralel).** Introducînd rezistenţa R_p între colector şi bază (fig. 14.41, *b*) se obţine reacţia paralel, denumită astfel deoarece tensiunea de reacţie se ia în paralel cu sarcina şi se aplică prin R_p în paralel pe intrare. Pentru ca reacţia să fie eficace, trebuie ca generatorul să fie de curent, astfel încît curentul de reacţie i_R să se închidă prin baza tranzistorului şi nu prin rezistenţa generatorului R_g şi rezistenţa de sarcină trebuie să fie mare astfel încît $R_s > \frac{R_p}{\beta}$.

Pentru calculul etajului cu reacţie de tensiune se utilizează relaţiile :

$$A_i \cong \frac{\beta}{1+\beta\frac{R_s}{R_p}} \tag{14.27}$$

$$Z_{in} \cong \frac{Z_1}{1+\beta\frac{R_s}{R_p}} \tag{14.28}$$

$$Z_{ies} \cong \frac{R_p\left(1+\frac{\beta}{S\,R_g}\right)}{\left(1+\frac{1}{S\,R_g}\right)}. \tag{14.29}$$

Amplificarea de curent A_i fără reacţie este β. Amplificarea de tensiune devine :

$$A_u = \frac{-S/R_s + R_s/R_p}{1 + R_s/R_p}. \tag{14.30}$$

Reacţia de tensiune produce o stabilizare termică care este foarte importantă la amplificatoare cu tranzistoare, dar are dezavantajul micşorării impedanţelor de intrare. Uneori aceste două tipuri de reacţie se combină într-un montaj cu reacţie de curent şi tensiune (serie-paralel) care realizează o adaptare cu generatorul şi sarcina, ca în schema din figura 14.42.

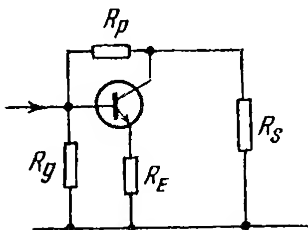


Fig. 14.42. Etaj cu reacţie combinată.

● **Reacţia negativă în amplificatoarele cu mai multe etaje echipate cu tranzistoare.**

Din analiza făcută rezultă că pentru eficacitatea reacţiei etajul cu reacţie de curent trebuie terminat la intrare şi ieşire cu impedanţe mici, în timp ce etajul cu reacţie de tensiune trebuie conectat între impedanţe mari. Deci, pentru o stabilizare optimă, cele două tipuri de amplificatoare trebuie conectate în cascadă în mod alternativ.

Reacţia negativă globală se poate aplica numai pe două sau cel mult trei etaje pentru a nu apărea instabilităţi. În general pentru două etaje se

poate asigura stabilitatea buclei de reacţie fără măsuri speciale. Variantele de montaj cu reacţie negativă utilizate sînt : reacţie serie-paralel, paralel-paralele.

Reacţia serie-paralel. Semnalul de reacţie este proporţional cu tensiunea la ieşire şi se aplică în serie cu tensiunea la intrare ca în figura 14.43, *a*. Tranzistorul T_1 are o reacţie locală prin R_{E1} ceea ce face ca amplificarea să fie dictată în principal de tranzistorul T_2.

La reacţie puternică se obţine pentru rezistenţa de intrare o valoare mare, cea de ieşire scăzînd pînă la valoarea :

$$Z_{ies} \simeq \frac{R_p}{\beta_2}. \tag{14.31}$$

Reacţia paralel serie şi paralel-paralel.. Semnalul de reacţie este proporţional cu curentul de ieşire, fiind aplicat în paralel cu intrarea ca în figura 14.43, *b*.

Sînt cazuri în care sarcina se conectează la emitorul tranzistorului T_2 realizîndu-se astfel o reacţie paralel-paralel.

Caracteristic acestui montaj este faptul că amplificarea de curent este independentă de faptul că sarcina se conectează la emitor sau colector.

$$A_i = 1 + \frac{R_p}{R_{E_2}}. \tag{14.32}$$

Cel de-al doilea tranzistor avînd parametri stabiliţi prin reacţia negativă locală, contribuie mai puţin la amplificare. Datorită conectării în serie cu intrarea a rezistenţei R_1, rezistenţa de intrare este :

$$r_1' \simeq R_1. \tag{14.33}$$

Amplificarea de tensiune a montajului cu ieşirea în emitorul tranzistorului T_2 este :

$$A_u' = \frac{R_p}{R_1}. \tag{14.34}$$

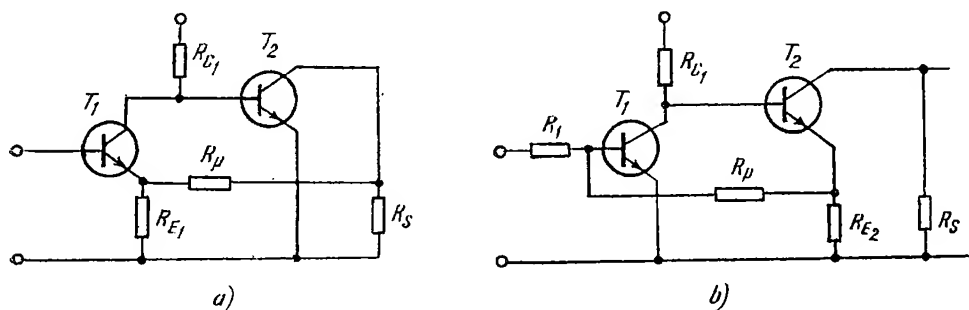


Fig. 14.43. Circuite de reacţie pe două etaje :
a — reacţie de tensiune ; *b* — reacţie de curent.

În general se utilizează reacţie negativă neselectivă, cu excepţia aceleia folosite în montajele pentru corectarea tonului. De cele mai multe ori în radioreceptoarele cu tranzistoare, reacţia se aplică de pe secundarul transformatorului de ieşire pe baza tranzistorului precedent.

De obicei în radioreceptoare se introduce o reacţie negativă globală cuprinsă între 5...10 dB, cu excepţia radioreceptoarelor de clasă superioară, unde factorul de reacţie poate ajunge la 14 dB, iar în acest caz în circuitele de reacţie intră elementele de corecţie a defazajelor la frecvenţele limită ale benzii pentru ca reacţia să nu devină pozitivă.

d. Montaje cu tuburi cu reacţie negativă

● **Montaje cu reacţie negativă de curent.** Reacţia negativă se obţine prin introducerea unei rezistenţe de negativare nedecuplate cu condensator în circuitul catodic al tubului (fig. 14.44, *a*).

Reacţia negativă de curent măreşte impedanţa de ieşire a amplificatorului şi de aceea utilizarea ei în etajul final nu este întotdeauna indicată.

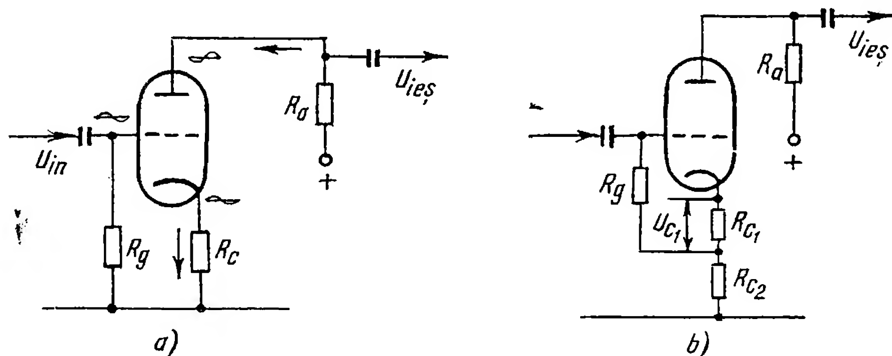


Fig. 14.44. Amplificator cu reacţie negativă de curent:
a — cu rezistenţă în catod; *b* — cu divizor rezistiv.

În cazul reacţiei negative realizată prin deconectarea condensatorului de decuplare, de pe rezistenţa de negativare (fig. 14.44, *a*) gradul de reacţie este limitat de valoarea rezistenţei de negativare.

Coeficientul de reacţie depinde de raportul rezistenţelor din circuitul anodic şi catodic:

$$\beta = \frac{R_c}{R_a + R_c} \cong \frac{R_c}{R_a}. \qquad (14.35,a)$$

În montajul din figura 14.44, *b*, rezistenţa R_{c2} permite obţinerea factorului de reacţie necesar fără a influenţa negativarea etajului. Negativarea aplicată tubului corespunde tensiunii U_{c1} de pe rezistenţa R_{c1}, în timp ce reacţia negativă este dată de rezistenţa $R_{c1} + R_{c2}$.

La montajele cu pentodă (fig. 14.45), pentru a evita influenţarea reacţiei de către curentul ecranului, acesta trebuie decuplat la catod printr-un condensator C de valoare corespunzătoare, şi nu la masă cum se face adeseori cînd rezistenţa de catod este decuplată.

Factorul de reacţie β este dat de raportul:

$$\beta = \frac{R_r}{R_r + Z_a}, \qquad (14.35,b)$$

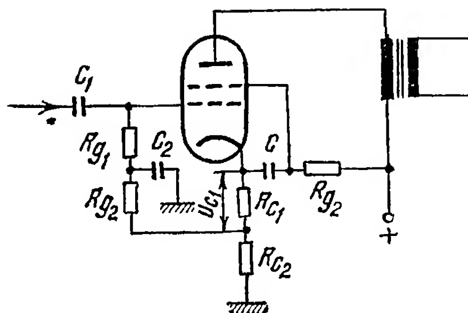


Fig. 14.45. Amplificator de putere echipat cu pentodă cu reacție negativă de curent.

unde :

$$\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R_i + Z_a} + \frac{1}{R_{c1} + R_{c2}} + \frac{1}{R_{g2}}; \tag{14.36}$$

R_i este rezistența internă a tubului ;

Z_a — impedanța transformatorului de ieșire.

Practic :

$$\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R_{c1} + R_{c2}} \tag{14.37}$$

deoarece :

$$R_i,\ Z_a \text{ și } R_{g2} \gg R_{c1} + R_{c2}.$$

● **Montaje cu reacție negativă de tensiune.** Reacția negativă de tensiune se utilizează mult pentru îmbunătățirea performanțelor etajului final, care are un coeficient de distorsiune mai mare.

În montajul din figura 14.46, *a* tensiunea de reacție este aplicată de pe anodul tubului final prin rezistența R_1 pe grilă, reactanța condensatoarelor C și C_c fiind neglijabilă pentru frecvențele de lucru.

Tensiunea de reacție transmisă tubului final prin intermediul acesteia acționează asupra rezistențelor R_g și R_a astfel încît grupul de reacție este dat de :

$$R_r = \frac{R_a\,R_g}{R_a + R_g}. \tag{14.38}$$

Tensiunea totală dezvoltată în circuitul anodic va fi proporțională cu $R_r + R_1$, iar coeficientul de reacție :

$$\beta = \frac{R_r}{R_1 + R_r}. \tag{14.39}$$

În general în cazul pentodelor R_r, este de ordinul 100 kΩ și R_1 de circa 1...2 MΩ.

Dacă se dorește un coeficient de reacție mare trebuie micșorată rezistența R_1, ceea ce complică calculul, deoarece intervine și rezistența R_i a tubului final care apare în paralel pe R_1.

Montajul din figura 14.46, *b* prezintă avantajul că în lanțul de reacție se integrează și transformatorul de ieșire care introduce distorsiuni suplimentare. În plus, acest montaj are avantajul unui circuit de reacție separat galvanic de restul etajelor, ceea ce permite obținerea unui defazaj de 180° prin simpla inversare a conexiunilor secundarului transformatorului de ieșire.

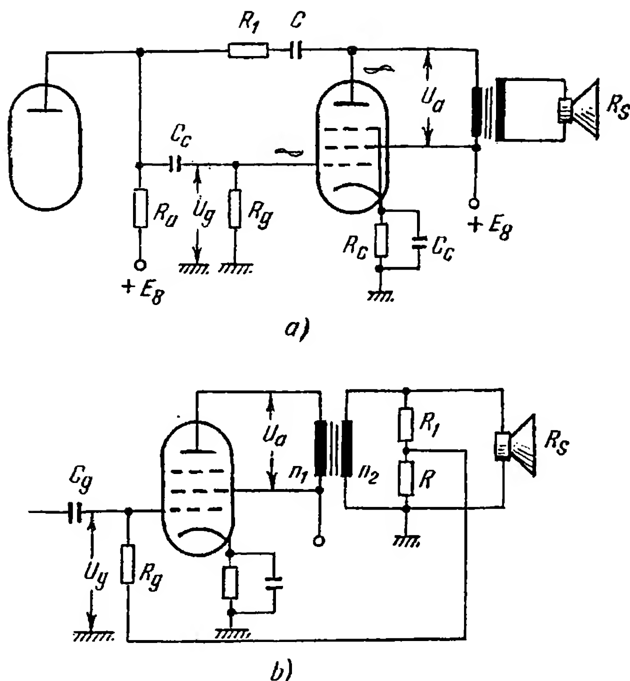


Fig. 14.46. Etaj final cu reacție negativă de tensiune.

În general trebuie ca grupul $R + R_1$ să aibă o valoare suficient de ridicată în raport cu impedanța bobinei mobile a difuzorului (R_s) pentru a nu se deriva o putere prea mare în acest circuit de reacție.

De aceea $R + R_1$ se alege egal cu (10...20) R_s. Reacția negativă se poate aplica și la montaje în contratimp, deși la acestea distorsiunile fără reacție sînt în general mai mici.

Pentru o mai mare eficacitate reacția negativă de tensiune se aplică adeseori pe două etaje, obținîndu-se avantajul corecției simultane a două etaje și o amplificare mare în bucla de reacție.

În general dacă în lanțul de reacție se introduc reactanțe care să depindă de frecvență, caracteristica amplificării cu frecvență se poate corecta într-un anumit domeniu de frecvențe. În acest mod se realizează și dispozitivele de reglare a tonului care utilizează reacția negativă selectivă.

2. REGLAREA AUTOMATĂ A AMPLIFICĂRII

a. Generalități

În timpul recepției, datorită fadingului (variația cîmpului recepționat datorită condițiilor de propagare) intensitatea cîmpului electromagnetic provenit de la emițătorul recepționat poate varia, ceea ce produce o variație supărătoare a intensității audiției. Acest fenomen ar putea să apară în momentul cînd se trece de pe un post pe altul, datorită intensității diferite cu care ajunge semnalul la intrarea în receptor. Evitarea acestui

efect supărător se realizează prin sistemul de reglare automată a amplificării (*RAA*), care are rolul de a menține cît mai constantă și independentă intensitatea audiției de modificarea amplitudinii semnalului de la intrarea radioreceptorului. Reglajul automat al amplificării are și rolul de a preveni supraîncărcarea care se poate produce la semnale mari asupra etajelor dinaintea demodulatorului.

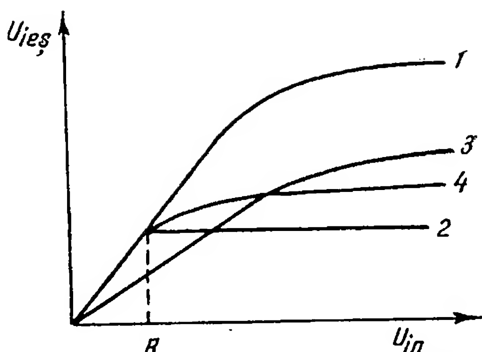


Fig. 14.47. Variația tensiunii la ieșirea radioreceptorului în funcție de tensiunea semnalului de la intrare:

1 – fără *RAA*; *2* – ideală; *3* – cu *RAA* simplu; *4* – cu *RAA* cu întîrziere.

În figura 14.47 se poate vedea modul în care variază amplitudinea tensiunii de ieșire în funcție de amplitudinea semnalului de intrare. Curba *1* reprezintă variația într-un receptor fără dispozitiv de *RAA*. Se poate constata cum la început există proporționalitate între cele două tensiuni, adică amplificarea se menține constantă pînă cînd radioreceptorul se saturează și distorsiunile de neliniaritate cresc mult.

Dacă etajelor amplificatoare de *RF* și *FI* echipate cu pentode cu pantă variabilă li se aplică o negativare proporțională cu amplitudinea semnalelor de la intrare, se obține la ieșirea acestora un semnal cu amplitudine aproximativ constantă. Tensiunea de negativare se obține din componenta continuă a diodei de detecție sau de la o diodă detectoare pentru *RAA*, separată.

Curba *2* reprezintă caracteristica ideală de *RAA*, la care numai pentru semnale mici, respectiv pînă în punctul *B*, tensiunea de intrare variază proporțional cu cea de la ieșire. Cînd semnalul depășește amplitudinea corespunzătoare punctului *B*, tensiunea de la ieșire rămîne constantă și independentă de valoarea celei de la intrare. Deci sistemul de *RAA* acționează automat, modificînd amplificarea radioreceptorului în funcție de amplitudinea semnalului de la intrare.

În general *RAA* se aplică așa cum se poate vedea din figura 14.48 atît amplificatoarelor de radiofrecvență, cît și celor de frecvență inter-

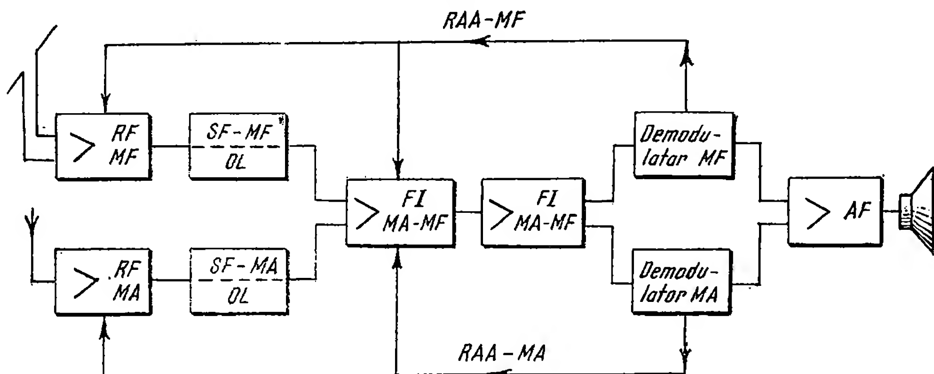


Fig. 14.48. Schema-bloc a unui receptor *MA-MF* cu *RAA*.

mediară atît în blocul corespunzător modulației de amplitudine, cît și celui corespunzător modulației de frecvență.

Semnalele de comandă se extrag pentru fiecare din cele două blocuri de la demodulatorul respectiv.

În general tensiunea de *RAA* acționează „înapoi" asupra etajului de *RF* și a celor de *FI* și numai rareori asupra etajului schimbător de frecvență. Pentru a se obține o acțiune perfectă a sistemului de *RAA* în unele radioreceptoare tensiunea de comandă se aplică și pe un etaj care urma după detector, adică se realiza și o „reglare înainte". În acest caz etajul amplificator de *AF* care urma după detecție trebuia să fie realizat cu o pentodă cu pantă reglabilă care să nu introducă distorsiuni la variația negativării.

La radioreceptoarele pentru *MA*, deși amplitudinea purtătoarei variază datorită modulației, aceste variații nu trebuia să influențeze tensiunea de *RAA*, deoarece prin acționarea acesteia s-ar micșora modulația semnalului și s-ar produce distorsionarea lui. Pentru a evita acest efect constantele de timp ale filtrelor *RAA* de după detecție se aleg suficient de mari ca să nu treacă componentele de *AF*, dar suficient de mici pentru ca *RAA*-ul să acționeze la variațiile semnalului purtătoarei de la intrarea radioreceptorului. Se alege în general o constantă egală cu 0,1 s.

Prin rolul important pe care îl are toate radioreceptoarele se fabrică cu dispozitiv de *RAA* cu toate dezavantajele pe care le prezintă : la schimbarea acordului receptorului între posturi se produce zgomot mare și aparent la acord apare o micșorare a selectivității.

b. Reglajul automat al amplificării la radioreceptoarele cu tuburi electronice

● **RAA simplu.** În acest caz tensiunea de comandă se ia de la detectorul care furnizează și semnalul de *AF*, variația tensiunii de ieșire în funcție de semnalul de la intrare făcîndu-se după curba *3* (fig. 14.47).

Practic un montaj cu *RAA* simplu este prezentat în figura 14.49, unde T_1 reprezintă ultimul tub amplificator de *FI* și T_2 dioda detectoare cu grupul de detecție R_dC_d. În punctul *A* se obține atît tensiunea detectată de $AF(U_{AF})$ cît și o tensiune negativă față de masă (U_{RAA}), proporțională cu amplitudinea purtătoarei. Filtrul trece-jos R_3C_3 filtrează tensiunea de *RAA* care se aplică tuburilor avînd constanta de timp necesară. Practic $R_3 = 1\ M\Omega$ și $C_3 = 0,1\ \mu F$.

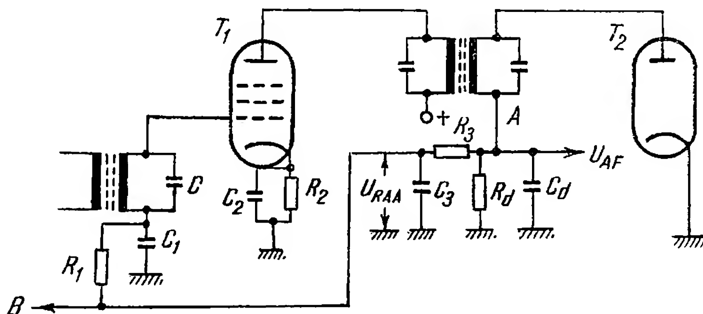


Fig. 14.49. Montaj cu *RAA* simplu.

Funcţionarea *RAA* se produce astfel atunci cînd semnalul de la intrarea receptorului creşte, creşte şi tensiunea de *FI* aplicată detectorului T_2 şi deci tensiunea continuă pe R_d. Crescînd negativarea tuburilor controlate de *RAA* amplificarea scade, compensînd creşterea semnalului de la intrare. Tensiunea de *RAA* se aplică pe grila tubului T_1 de *FI* prin rezistenţa R_1, decuplată cu condensatorul C_1. Valorile lor au acelaşi ordin de mărime cu ale filtrului R_3 şi C_3.

Din punctul *B* tensiunea de *RAA* se aplică pe celelalte tuburi controlate prin filtre de acelaşi tip.

Pentru ca tuburile reglate să nu rămînă fără negativare în absenţa semnalului, ele au o negativare proprie, obţinută prin rezistenţa din catod corespunzătoare punctului mediu de funcţionare.

După cum rezultă din curba *3* (v. fig. 14.47) *RAA*-ul simplu prezintă dezavantajul că acţionează, micşorînd amplificarea tuburilor, indiferent de amplitudinea semnalului recepţionat. Deci amplificarea receptorului se reduce chiar atunci cînd semnalul de la intrarea receptorului este mic, ceea ce duce la înrăutăţirea raportului *semnal/zgomot* la semnale cu amplitudine mică.

Din cauza dezavantajului prezentat mai sus s-au adoptat în majoritatea radioreceptoarelor sistemele de *RAA* cu întîrziere, la care acţiunea tensiunii de *RAA* începe în momentul în care semnalul de la intrare a ajuns la nivelul pentru care începe saturaţia etajului final de *AF* (volumul fiind de circa 1/3 din cursa maximă) şi de la care nu se mai produce o îmbunătăţire a raportului *semnal/zgomot.*

În figura 14.50 tubul T_1 este ultimul etaj amplificator de *FI*, iar tubul T_2 este un tub multiplu conţinînd dioda detectoare, dioda pentru *RAA* şi preamplificatorul de *AF*. Din secundarul transformatorului de *FI* semnalul se aplică pe anodul diodei detectoare, grupul de detecţie R_dC_d fiind conectat direct la catod. Semnalul de pe primarul transformatorului de *FI* se aplică pe anodul diodei pentru *RAA* prin condensatorul C_1. Rezistenţa de detecţie R_1 a acestei diode în montaj de detecţie derivaţie este legată între anod şi masă. Deoarece catodul diodei este legat la masă prin grupul R_2C_2, el se află la o tensiune pozitivă faţă de masă : U_i. Atîta timp cît semnalul aplicat diodei de *RAA* va fi mai mic decît tensiunea de întîrziere U_i, dioda nu va conduce şi tensiunea de $AF(U_{AF})$ va creşte proporţional cu semnalul de la intrare. În momentul în care tensiunea de *FI* aplicată diodei de *RAA* va depăşi tensiunea de întîrziere, dioda de *RAA* va detecta şi va apărea tensiunea negativă U_{RAA} care prin filtrele corespunzătoare se va aplica pe etajele controlate.

Tensiunea de întîrziere (fig. 14.50) este egală cu tensiunea de negativare a pentodei preamplificatoare de *AF*. De asemenea, trebuie remarcat faptul că pentru a se face normal detecţia (fără întîrziere) grupul de detecţie R_dC_d trebuie legat direct la catod.

Tensiunea de întîrziere trebuie să fie atît de mare încît *RRA*-ul să nu intre în funcţiune înainte ca etajul final să fie complet excitat. În general, acest prag se reglează astfel încît tubul final să dea puterea maximă cu potenţiometrul plasat între $\frac{1}{2}$ şi $\frac{1}{3}$ din cursa maximă. Rezultă astfel tensiunea de *AF* necesară la detecţie.

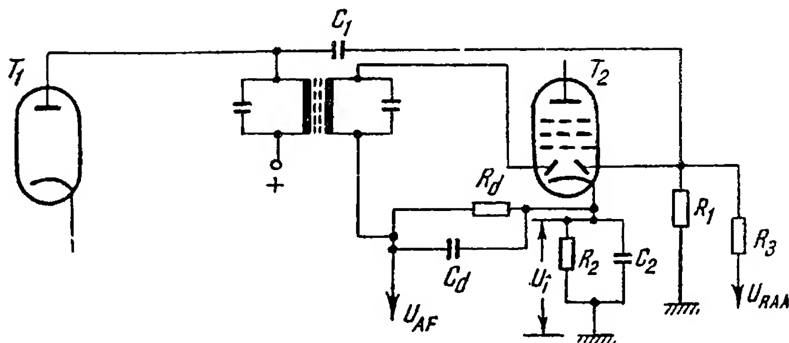


Fig. 14.50. Montaj cu *RAA* cu întîrziere.

Deoarece detectorul amortizează circuitul de *FI* aflat în general la cuplaj critic, se preferă ca semnalul pentru cele două diode să se ia unul din primar şi celălalt din secundar, obţinîndu-se astfel amortizarea uniformă pentru cele două circuite. De asemenea, atunci cînd tensiunea de *FI* se ia prin condensatorul C_1 din primar, la manipularea acordului în jurul poziţiei corecte corespunzătoare centrului benzii, selectivitatea în primar fiind mai mică, tensiunea de *RAA* rămîne mai constantă şi se poate realiza un acord mai precis şi deci cu distorsiuni mai mici.

Dacă dioda de *RAA* este legată împreună cu cea de detecţie pe secundarul transformatorului de *FI* se îngreuiază acordul din cauza amortizării circuitului.

Dacă tensiunea de întîrziere se aplică tuturor tuburilor controlate, acestea nu mai trebuie să aibă negativare iniţială proprie, cum este necesar în schemele în care tensiunea de întîrziere nu se aplică prin circuitul de *RAA*.

Obţinerea tensiunii de întîrziere se poate realiza după cum rezultă din figura 14.51 în mai multe moduri :

— În figura 14.51, *a*, tensiunea de întîrziere fiind mai mare decît aceea de negativare a triodei preamplificatoare de *AF*, grila acesteia se leagă la divizorul format din rezistenţele R_2 şi R_3;

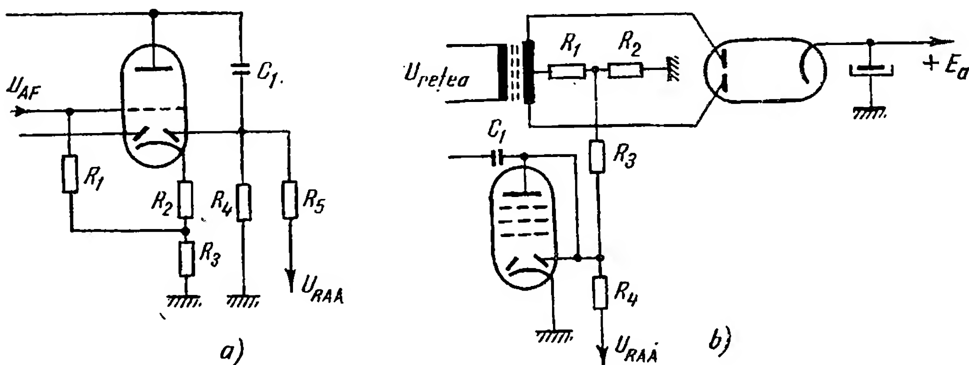


Fig. 14.51. Obţinerea tensiunii de întîrziere :

a — tensiunea de negativare a triodei este mai mică decît tensiunea de întîrziere; *b* — tensiunea de întîrziere se obţine din negativarea generală.

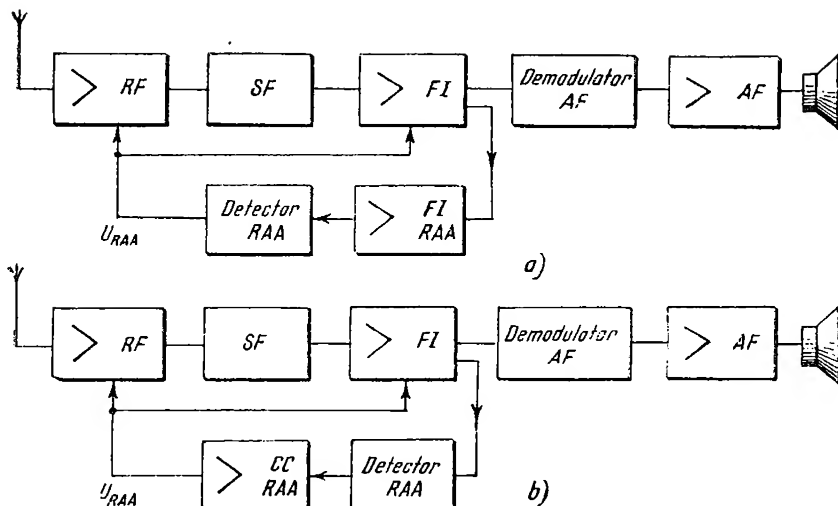


Fig. 14.52. Montaj cu *RAA* cu întîrziere și amplificare:
a — în frecvență intermediară; *b* — în curent continuu.

— în figura 14.51, *b*, tensiunea de întîrziere se ia de pe divizorul R_1R_2 (negativarea generală) și se aplică diodei pentru *RAA*.

Curba *4* din figura 14.47, care arată modul de variație al tensiunii de la ieșire în funcție de semnalul de la intrare pentru *RAA*-ul cu întîrziere este apropiată de curba ideală *2* și se apropie cu atît mai mult, cu cît numărul etajelor controlate de *RAA* va crește.

● **RAA cu amplificare.** Mărirea eficacității *RAA*-ului, respectiv apropierea de caracteristica ideală *2* se poate obține prin introducerea unei amplificări suplimentare înainte de detecția de *RAA* în *FI* (fig. 14.52, *a*) sau după detecția de *RAA*, prin amplificarea tensiunii continue (fig. 14.52, *b*).

Tot pentru mărirea eficacității *RAA*-ului se utilizează combinat cu *RAA înapoi* și sistemul cu *RAA înainte*. La acesta tensiunea de reglare de la dioda de *RAA* se aplică pe grila primului tub amplificator de tensiune de *AF* care trebuie să fie o pentodă cu panta variabilă al cărui regim de lucru este astfel ales, încît să se evite introducerea distorsiunilor suplimentare, și a cărei tensiune de ecran variază cu negativarea, fiind alimentat prin rezistența serie.

În gama de *UUS* se lucrează cu semnale *MF* demodulate, în majoritatea receptoarelor moderne, cu un detector de raport care utilizează diode cu vid sau diode semiconductoare.

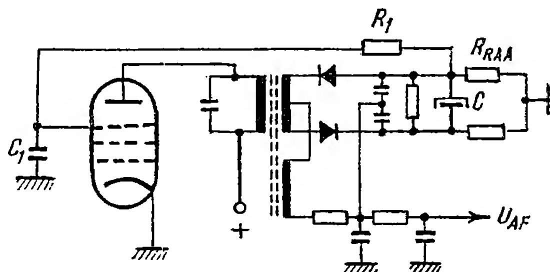


Fig. 14.53. Montaj cu *RAA* în gama *UUS*.

În figura 14.53 tensiunea de *RAA* se aplică de pe condensatorul electrolitic *C* de la ieșirea detectorului de raport pe grila supresoare a ultimului etaj amplificator de *FI* prin filtrul trece-jos R_1C_1. Modificîndu-se negativarea supresoarei, se schimbă panta și deci amplificarea etajului.

Caracteristica de eficacitate a *RAA*, $U_{AF} = f(U_s)$, se poate trasa atît pentru *RAA*-ul simplu cît și pentru cel cu întîrziere. La *RAA* cu întîrziere se ține seama de faptul că detectorul respectiv începe să lucreze numai după ce semnalul de frecvență intermediară care se aplică pe el depășește tensiunea de întîrziere.

c. Reglajul automat al amplificării la radioreceptoare echipate cu tranzistoare

Principial în radioreceptoarele cu tranzistoare *RAA*-ul se poate realiza prin următoarele metode:

— prin schimbarea polarizării bazei etajului amplificator de *FI* în scopul deplasării punctului de funcționare spre porțiuni de pantă mică ale caracteristicilor statice (de remarcat că tranzistoarele au panta mai mare decît tuburile electronice);

— prin amortizarea cu diodă a unui circuit acordat de *FI*, de regulă primarul transformatorului din colectorul convertorului;

— prin amortizarea circuitului de intrare de către o diodă de amortizare comandată de tensiunea de *RAA* obținută la detecție.

În general, se utilizează una sau două din aceste metode pentru a se obține o variație de circa 10 dB a amplitudinii semnalului de *AF* pentru o variație de 40—50 dB a semnalului la intrarea radioreceptorului.

● **RAA prin schimbarea tensiunii bază-emitor.** Un etaj amplificator de *FI* cu tranzistor realizează în medie o amplificare de tensiune de 30 dB. Prin variația polarizării bazei se poate obține o scădere a acestei amplificări cu 15—20 dB dacă punctul de funcționare se deplasează spre pante mai reduse.

În montajul din figura 14.54, dacă semnalul la intrare crește, se produce și o creștere a componentei continue pozitive de la detecție care este proporțională cu nivelul undei purtătoare. Prin grupul de filtraj *RC* această componentă se aplică pe baza tranzistorului T_1 amplificator de *FI*. Polarizarea inițială a acestui tranzistor se realizează prin rezistența R_1 și rezistența din emitor R_E. Tensiunea pozitivă U_{BE} scade dato-

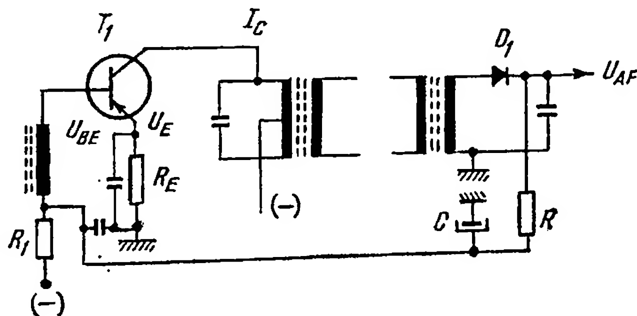


Fig. 14.54. Montaj cu *RAA* prin variația tensiunii bază-emitor.

rită tensiunii de RAA, scade curentul de colector I_c şi deci panta S. Deoarece amplificarea de tensiune A_u este proporţională cu panta şi cu impedanţa de sarcină, se produce o scădere a amplificării etajului.

Tensiunea de RAA trebuie să fie suficient de mare pentru ca să se producă o scădere pînă aproape de zero a curentului de colector, deoarece pe măsură ce acesta scade, scade şi tensiunea $U_{BE} = I_C R_E$. Pentru scăderea amplificării etajului este necesar să se aplice de la sistemul de RAA o tensiune de polarizare de circa 0,4...0,6 V care corespunde la un semnal de FI de 1...2 V aplicat diodei detectoare D_1.

Reglarea prin această metodă se poate face numai în anumite limite pentru a nu apărea distorsiuni, ceea ce impune completarea RAA cu alte metode în afara celei de polarizare a bazei.

În calculul RAA apare noţiunea de factor de reglare, de care depinde eficacitatea RAA şi care defineşte variaţia curentului I_c:

$$a = \frac{I_{c\,max}}{I_{c\,min}}. \tag{14.40}$$

Factorul de reglare a indică de cîte ori variază I_c, respectiv S în domeniul de reglare. Limita inferioară de reglare este determinată de curentul rezidual $I_{CE0} = 5...50\ \mu A$, iar limita superioară de $I_{C\,max}$, care este de obicei de 0,5 mA. Rezultă că este de dorit ca I_{CE0} rezidual al tranzistorului reglat să fie cît mai mic pentru ca factorul de reglare să fie cît mai mare. Valoarea minimă a curentului I_C este limitată de distorsiunile neliniare care pot apărea.

Acest sistem de reglaj atrage după sine şi modificări ale impedanţelor de intrare şi ieşire ale tranzistorului. Astfel, la scăderea curentului de colector se produce o creştere a impedanţelor de intrare şi ieşire şi o scădere a capacităţilor de intrare şi ieşire, dezacordînd circuitul. Variaţia tensiunilor de polarizare face ca atunci cînd semnalul creşte, să scadă polarizarea bază-emitor şi curentul de colector, invers, cînd creşte rezistenţa de intrare a tranzistorului, creşte amplificarea schimbătorului de frecvenţă, tinzînd să reducă din efectul RAA.

● **RAA prin amortizarea cu diodă.** Pentru mărirea eficacităţii sistemului de RAA prin schimbarea tensiunii bază-emitor se utilizează şi sistemul de amortizare al circuitului de FI cu o diodă D (fig. 14.55) conectată între punctul cald al circuitului acordat L_1C_1 şi capătul rece (masă) al circuitului din colectorul tranzistorului T_2 pe a cărui bază se aplică tensiunea de RAA (U_{RAA}). Fără semnal la intrare în receptor dioda este polarizată în sens de blocare şi va prezenta o rezistenţă de ordinul 200—800 kΩ, astfel încît nu va modifica practic Q-ul şi deci nici amplificarea etajului. Cînd, datorită semnalului de RAA, dioda ajunge să conducă, rezistenţa ei scade la 2...10 kΩ,

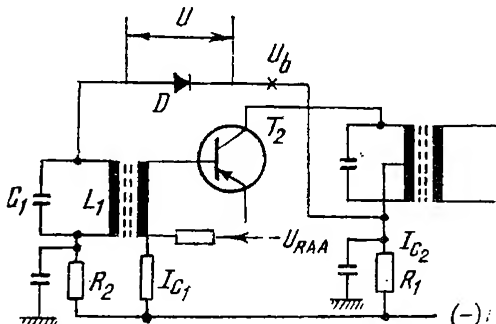


Fig. 14.55. Montaj cu RAA prin amortizar cu diodă.

amortizînd puternic circuitul C_1L_1 şi deci scăzînd impedanţa de sarcină a tranzistorului T_1 şi implicit amplificarea acestuia A_u.

Practic, etajul îşi va varia impedanţa de la 20...50 kΩ la 2...5 kΩ, adică se va obţine o scădere a amplificării de minimum 20...25 dB.

Asemănător cu întîrzierea *RAA* de la radioreceptoarele cu tuburi, la *RAA* cu amortizarea prin diodă se obţine în cazul tranzistoarelor o întîrziere determinată de alegerea valorilor rezistenţelor R_1 şi R_2, care menţin blocată dioda pînă cînd semnalul ajunge la o amplitudine suficient de mare, astfel încît tensiunea pe rezistenţa R_1 să producă deschiderea diodei *D* ca o consecinţă a variaţiei curentului de colector datorită tensiunii de *RAA* aplicate pe bază. Tensiunea de *RAA* va acţiona deci mai întîi pe baza tranzistorului T_2 micşorîndu-i panta şi uneori după aceea începe acţiunea diodei *D* care produce amortizarea circuitului din colectorul tranzistorului T_1 (în general etajul schimbător de frecvenţă), micşorîndu-i amplificarea. Prin acţiunea diodei se obţine o lărgire a benzii de trecere a circuitului, care duce la îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă pe posturile puternice, ceea ce este bine venit.

În unele scheme, dioda de amortizare nu se leagă chiar pe colector, ci pe o priză a inductanţei L_1 pentru a nu amortiza prea puternic circuitul.

● **RAA prin amortizarea circuitului de intrare cu diodă.** Principiul de funcţionare al schemei din figura 14.56 este acelaşi cu cel din figura 14.55. Dioda *D* este astfel polarizată, încît la semnale puternice, datorită acţiunii *RAA*, să conducă, amortizînd circuitul de intrare. Elementele montajului care determină tensiunea de polarizare sînt astfel dimensionate, încît conducţia diodei să se producă la un semnal de *RF* la intrare de circa 1 mV. Pentru a nu se produce o amortizare prea puternică a circuitului de intrare, dioda este conectată pe o priză a acestuia.

Ca şi montajul din figura 14.55 şi acesta se foloseşte uneori pentru mărirea eficacităţii *RAA* prin polarizarea bazei tranzistorului de *FI*.

La receptoarele cu tranzistoare echipate cu un etaj amplificator de *RF* şi cu mai multe etaje de amplificare de *FI*, *RAA*-ul se aplică şi pe aceste etaje fie direct pe baza tranzistorului respectiv, fie de la emitorul tranzistorului T_1 (fig. 14.54). În acest caz tensiunea de *RAA*, micşorînd tensiunea de emitor U_E, va face să scadă şi polarizarea bazei tranzistorului la care este legat (etajul de *RF* de exemplu) şi deci amplificarea acestuia va scădea. Prin acest procedeu eficacitatea sistemului de *RAA* va creşte cu minimum 10 dB, putînd ajunge prin aplicarea simultană a metodelor prezentate la 50—70 dB. Ca şi în cazul receptoarelor cu tuburi, circuitul de *RAA* conţine filtre *RC*.

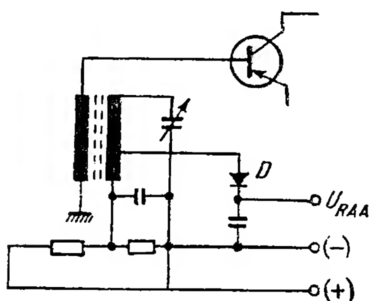


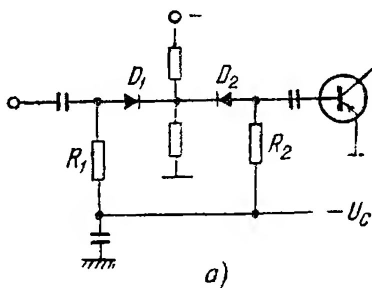
Fig. 14.56. Montaj cu *RAA* prin amortizarea circuitului de intrare cu diodă.

● **RAA cu divizoare cu diode comandate.** În figura 14.57 *a*, diodelor D_1 şi D_2 li se aplică o polarizare continuă pentru ca diodele să fie deschise. Astfel, atenuarea iniţială este mică. Tensiunea de comandă aplicată prin rezistenţele R_1 şi R_2 tinde să blocheze diodele pe măsură ce semnalul creşte, ceea ce are drept consecinţă scăderea coeficientului de transfer.

Pentru o variație a tensiunii de circa 5 V pe diode, rezistența lor variază cu circa 40 kΩ, atenuarea corespunzătoare fiind de circa 60 dB la frecvența de 500 kHz.

Se pot utiliza şi scheme cu o singură diodă, însă performanțele sînt mai slabe.

Cu rezultate mai bune se folosesc atenuatoarele în punte de tipul celui din figura 14.57, *b*. În stare inițială dioda este deschisă, puntea



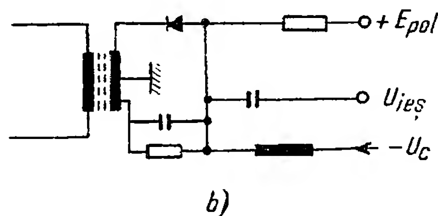


Fig. 14.57. Atenuatoare cu diode :
a — divizor cu două diode; *b* — atenuator în punte.

dezechilibrată şi atenuarea semnalului mică. Pe măsură ce tensiunea de comandă U_C creşte, dioda tinde să se blocheze, puntea tinzînd către poziția de echilibru, ceea ce face să scadă coeficientul de transfer.

3. REGLAREA AUTOMATĂ A FRECVENȚEI

Realizarea unui acord corect este necesară pentru a se obține minimum de distorsiuni la ieşirea radioreceptorului. Realizarea acordului nu este însă suficientă, deoarece acesta trebuie să fie menținut pe toată durata recepției. Pentru acest scop la fiecare radioreceptor se iau măsuri pentru a se obține o stabilitate cît mai mare în timp a parametrilor şi în special a frecvenței oscilatorului local. Reglarea automată a frecvenței (*RAF*) are rolul de a modifica frecvența oscilatorului local în funcție de dezacordul circuitelor, astfel încît să readucă şi să mențină în mod automat semnalul de *FI* pe frecvența nominală. Cu cît frecvența semnalului este mai mare, cu atît variația frecvenței oscilatorului local este mai mare. Deci utilitatea sistemului de *RAF* apare în special pentru benzile de *US* şi *UUS*. În cazul receptoarelor cu *RAF* acordul manual este uşurat deoarece nu mai necesită o atenție deosebită, acordul exact fiind realizat de *RAF*.

Dacă la un radioreceptor prevăzut cu *RAF* diferența dintre frecvența oscilatorului local f_h şi frecvența semnalului nu este egală cu frecvența intermediară f_i, corespunzătoare mijlocului benzii, *RAF*-ul corectează frecvența oscilatorului local, astfel încît să fie satisfăcută relația :

$$f_h - f_s = f_i. \quad (14.41)$$

Reglarea automată a frecvenţei (fig. 14.58) conţine, în general, un detector de eroare şi un dispozitiv de comandă. La ieşirea detectorului de eroare apare o tensiune a cărui amplitudine şi semn este proporţională cu valoarea şi semnul erorii.

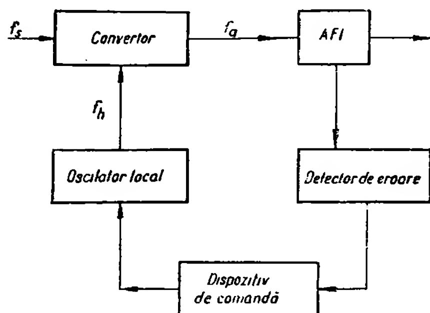


Fig. 14.58. Schema-bloc a sistemului de *RAF*.

Dacă relaţia (14.41) este satisfăcută, tensiunea de la ieşirea detectorului de eroare este zero.

Tensiunea de la ieşirea detectorului de eroare se aplică la dispozitivul de comandă care acţionează asupra elementelor de acord ale oscilatorului local corectîndu-i frecvenţa.

Atît în cazul radioreceptoarelor pentru *UUS* cu *MF*, cît şi pentru cele cu *MA*, se utilizează ca detector de eroare un detector de raport sau discriminator de fază şi ca dispozitiv de comandă un tub de reactanţă, un condensator variabil acţionat de un electromagnet, o diodă varicap, sau un sistem electronic cu motor.

În cazul radioreceptoarelor destinate numai pentru recepţionarea programelor cu *MA*, *RAF*-ul se utilizează numai rareori şi atunci pe unde scurte, deoarece necesită introducerea în plus atît a dispozitivului de eroare, cît şi a dispozitivului de comandă. La radioreceptoarele care permit şi recepţionarea programelor pe *UUS*, se utilizează ca detector de eroare discriminatorul existent pentru demodularea semnalului cu *MF*. Dacă la radioreceptoarele cu tuburi realizarea acordului iniţial poate fi uşurată de indicatorul optic de acord, la cele cu tranzistoare este de mare utilitate realizarea automată a acordului pe punctul central al caracteristicii în *S* a discriminatorului (se ştie că la caracteristica de detecţie a detectorului de raport apar mai ales în cazul unei selectivităţi mai puţin bune a circuitelor anterioare trei flancuri pe care se poate obţine semnalul demodulat de *AF*).

Dintre cele trei maxime numai unul (cel central) corespunde unui acord corect.

Sistemul *RAF* poate acţiona în două moduri, şi anume :

— dacă prin acord manual ne-am apropiat de postul pe care dorim să-l recepţionăm pînă la circa 150 kHz, de exemplu, de frecvenţa centrală, sistemul de *RAF* aduce în mod automat frecvenţa purtătoare în mijlocul caracteristicii în *S* a detectorului de raport, după cum se va explica în cele ce urmează :

— dacă în urma unui acord corect, datorită variaţiilor de temperatură, tensiune etc., există pericolul unui dezacord al oscilatorului local, sistemul de *RAF*, preîntîmpină acest neajuns menţinînd acordul corect.

a. Modul de acţionare al sistemului de RAF

În figura 14.59 sînt prezentate curba în *S* a detectorului de raport (I) şi caracteristica de reglare a dispozitivului de comandă (II).

Cele două caracteristici reprezintă variaţia frecvenţei în funcţie de tensiune, respectiv a tensiunii de la ieşire a detectorului de raport în funcţie de frecvenţa intermediară (I) şi a frecvenţei oscilatorului în funcţie de tensiunea de reglare (II). Modul şi domeniul de acţionare al *RAF*-ului poate fi explicat cu ajutorul acestor caracteristici.



Fig. 14.59. Caracteristica de acţionare a *RAF*.

Dacă radioreceptorul este acordat greşit, rezultă o frecvenţă intermediară f_0' diferită de frecvenţa intermediară centrală f_0, astfel că :

$$\Delta f_0 = f_0 \pm f_0'. \quad (14.42)$$

Aceasta se datoreşte unui dezacord Δf_0 al oscilatorului local faţă de valoarea corectă f_h (v. rel. 14.41).

Dacă, de exemplu, apare un dezacord Δf_0 corespunzător punctului *A* din figura 14.59, dezacordul final datorat *RAF* se determină ducînd prin *A* o paralelă la curba II pînă în punctul *A'*, unde întîlneşte caracteristica discriminatorului. Punctul *a* ne dă valoarea reziduală a dezacordului.

Dacă dezacordul este atît de mare sau mai mare încît caracteristica de reglare trecînd prin *B* atinge caracteristica detectorului de raport în *B'*, sistemul este ineficace, postul recepţionat putînd fi eliminat din sistemul de recepţie (se spune că *RAF* „nu prinde", fiind în afara domeniului de acţionare).

Pentru un dezacord mai mic, corespunzător punctelor *C* şi *C'*, *RAF*-ul este eficace şi reduce dezacordul din *C''* în *C*.

În concluzie, intersecţia tangentei exterioare *BB'* la curba în *S*(*I*), cu axa absciselor determină limita domeniului de reţinere nesigură a postului, iar a tangentei interioare *CC'* determină limita domeniului de acţionare eficace a *RAF*. Valoarea reziduală a dezacordului şi domeniul lui de acţiune depind, pe de o parte, de forma curbei în *S* a detectorului de raport, respectiv de panta porţiunilor liniare ale curbei şi de altă parte de caracteristica de reglare a dispozitivului de comandă.

După cum s-a arătat, ca element de comandă se utilizează discriminatorul sau detectorul de raport (v. cap. 8) şi ca detector de eroare tubul de reactanţă, dioda varicap sau motorul cu comandă electronică, dintre care ultimul sistem numai în cazuri speciale.

b. Dispozitiv de comandă cu tub de reactanță

Ca element de comandă în radioreceptoarele mai vechi se utilizează un tub de reactanţă conectat în derivaţie cu circuitul oscilant al oscilatorului (fig. 14.60).

Principial un tub electronic, o triodă de exemplu, se poate comporta ca o reactanţă capacitivă sau inductivă atunci cînd între anod şi grilă şi între grilă şi catod este legat un grup RC astfel încît :

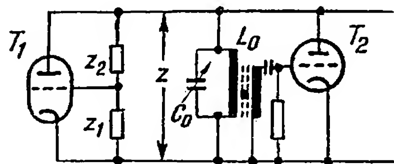


Fig. 14.60. Oscilator local cu tub de reactanță.

$$Z_1 = R \,;\, Z_2 = \frac{1}{C\omega} \,;\, C_{ech} \simeq SRC \,; \tag{14.43}$$

$$Z_1 = \frac{1}{C\omega} \,;\, Z_2 = R \,;\, L_{ech} \simeq \frac{RC}{S}. \tag{14.44}$$

Reactanţa C_{ech} sau L_{ech} apare în derivaţie pe circuitul oscilant L_0C_0 al oscilatorului local.

La modificarea polarizării grilei de comandă, datorită aplicării semnalului de la detectorul de eroare, reactanţa tubului de reactanţă va varia, corectînd frecvenţa oscilatorului după cum s-a arătat în § *a*.

Astfel, în cazul cînd $Z_2 = \frac{1}{C\omega}$ şi $Z_1 = R$ (fig. 14.60) curentul va fi defazat înainte faţă de tensiunea anodică.

Deoarece $\frac{1}{C\omega} \gg R$ defazajul va fi de aproape $\frac{\pi}{4}$.

Rezultă deci că impedanţa Z este echivalentă în acest caz cu o reactanţă capacitivă, a cărei capacitate C_v se poate arăta că este funcţie de panta S a tubului şi de valorile R şi C conform relaţiei :

$$C_v = C(1 + SR). \tag{14.45}$$

Deci, dacă tensiunea de pe grilă variază în funcţie de tensiunea de la detectorul de eroare, va varia panta S a tubului şi deci condensatorul C montat în derivaţie pe L_0C_0.

Acest sistem cu tub de reactanţă este astăzi înlocuit de sisteme cu dispozitive semiconductoare datorită simplităţii economicităţii şi siguranţei în funcţionare.

c. Dispozitiv de comandă cu diodă varicap

Diodele cu siliciu tip varicap, polarizate în sensul de blocare, au o capacitate echivalentă a cărei valoare este funcţie de tensiunea care i se aplică la borne (fig. 14.61).

Tensiunea de eroare (U_{eroare}) de la detectorul de raport cînd întrerupătorul I este închis, se aplică diodei varicap D_1 modificîndu-i valoarea echivalentă a capacităţii şi deci frecvenţa oscilatorului pe al cărui circuit oscilant L_1C_1 este montată în derivaţie.

Capacitatea diodei este în serie cu condensatorul C_2 micşorînd capacitatea derivaţiei pe circuitul oscilant. Condensatorul C_3 are o reactanţă neglijabilă la frecvenţa de lucru. Tensiunea de polarizare a diodei varicap

este stabilizată de dioda D_2, astfel încît face să se aplice o tensiune de polarizare negativă constantă, independentă de variaţiile tensiunii de alimentare. În acest mod este asigurată stabilitatea frecvenţei f_0 a oscilatorului local, tranzistorul T_1. Pentru un oscilator acordat de exemplu pe 68 MHz, pentru recepţionarea benzii de *UUS* se obţine o variaţie a frecvenţei de ± 500 kHz pentru o variaţie de 2 V a tensiunii de eroare. Întrerupătorul *I* permite scoaterea din funcţiune a sistemului de *RAF*. Filtrul trece-jos R_3C_4 face ca numai variaţiile lente de frecvenţă să acţio-

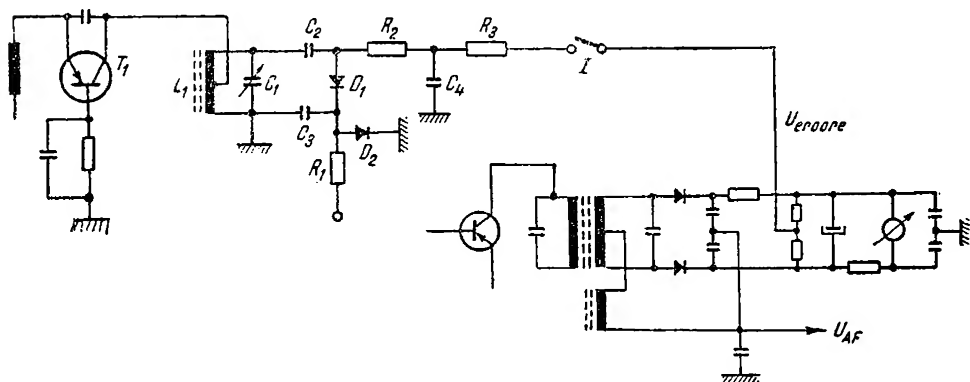


Fig. 14.61. Dispozitiv de *RAF* cu diodă varicap.

neze elementul de comandă care nu trebuie să fie influenţat de modulaţia în frecvenţă a semnalului util.

RAF cu diodă varicap are o serie de avantaje care-l fac să fie folosit în receptoarele de uz curent : este eficace, simplu, lipsit de inerţie şi tensiunea de comandă obţinută de la un discriminator de raport este suficientă pentru comanda diodei varicap.

Dezavantajele *RAF* cu diodă varicap sînt : sensibil la variaţii de temperatură, banda de reglaj în care acţionează este limitată, are o eroare reziduală de frecvenţă, este sensibil la fading.

d. Dispozitiv de comandă cu motor

În afara tubului de reactanţă şi a diodei varicap se mai utilizează ca elemente de comandă în radioreceptoarele speciale şi sistemul de acord automat electronic cu motor, al cărui principiu de funcţionare este bazat pe rotirea rotorului condensatoarelor variabile sau pe deplasarea miezurilor de acord, cu ajutorul unui motor electric. Avantajul acestui sistem de acord constă în aceea că se realizează nu numai corectarea frecvenţei oscilatorului ca la celelalte sisteme, ci şi a celorlalte circuite, fapt care permite ca parametrii să fie independenţi de dezacordul iniţial. Acest rezultat se poate obţine şi pe cale electronică, evitîndu-se utilizarea motorului. Deşi are un preţ relativ ridicat, acest sistem de *RAF* ale cărui elemente principale se folosesc simultan şi pentru acordul automat al postului, se remarcă prin siguranţă şi stabilitate în funcţionare. Un sistem de *RAF* cu motor poate asigura o eroare remanentă de ajustare de cel mult 100 Hz în benzile de *UL*, *UM* şi *US* şi de 10 kHz pentru banda de *UUS*.

În sistemele electromecanice de acord automat se folosește în general un motor electric de curent continuu sau alternativ comandat, care rotește rotorul blocului de condensatoare variabile sau deplasează miezul variometrului. Soluții perfecționate rezolvă atît problema acordului liniștit, cît și a acordului radioreceptorului pe un anumit post fără opriri intermediare. Aceste sisteme sînt în general completate cu dispozitive de *RAF*.

4. Indicatoare optice de acord

Majoritatea radioreceptoarelor moderne alimentate de la rețea sînt prevăzute, pentru ușurarea unui acord corect, cu un indicator optic de acord. Din cauza sistemului de *RAA*, amplitudinea semnalului de *AF* variază foarte puțin atunci cînd frecvența de acord se modifică în jurul frecvenței centrale, corespunzător mijlocului benzii de trecere a radioreceptorului. Un ușor dezacord introduce distorsiuni mai mult sau mai puțin perceptibile, în funcție de urechea ascultătorului, deși amplitudinea semnalului nu se schimbă.

Pentru a permite un acord corect al radioreceptorului se utilizează diferite metode care folosesc în general tuburi de construcție specială; receptoarele cu tranzistoare utilizează pentru acord instrumente de mare sensibilitate, soluție adoptată și la unele receptoare cu tuburi.

a. Indicator optic de acord cu instrument

Cel mai simplu indicator de acord se realizează la un receptor cu tuburi cu un miliampermetru montat în serie cu circuitul anodic al tubului amplificator de *FI*.

În figura 14.62, *a*, se prezintă un indicator optic de acord la care însă instrumentul *I* este plasat în diagonala unei punți formate din rezistențele R_1, R_2, R_3 și R_{iT} (fig. 14.62, *b*). Rezistența R_{iT} corespunde rezistenței interne a tubului amplificator *T*, de *FI*, care își schimbă valoarea în funcție de tensiunea de *RAA* aplicată pe grilă. Echilibrul punții este stabilit prin reglarea rezistenței R_2 în absența semnalului. În prezența unui semnal se aplică tensiunea U_{RAA} care modifică rezistența tubului R_{iT}, puntea se dezechilibrează și prin instrument va trece un curent cu atît mai mare, cu cît semnalul de la intrarea receptorului este mai mare.

Pentru ca sistemul descris să fie eficace și la semnale slabe, trebuie ca reglarea automată de amplificare să fie fără întîrziere.

La receptoarele cu tranzistoare nu se pot folosi tuburi indicatoare și se utilizează instrumente.

În figura 14.62, *c*, instrumentul este montat în emitorul unuia din etajele amplificatorului de frecvență intermediară comandat de *RAA*. Acordul optim corespunde cu indicația minimă la instrument.

În figura 14.61 instrumentul (de tip microampermetru) este montat la grupul de detecție ca voltmetru și indică acordul exact prin valoarea maximă a tensiunii detectate. Această soluție se utilizează pentru acordul corespunzător recepției *MF*. O indicație similară se poate obține și de la detectorul de amplitudine.

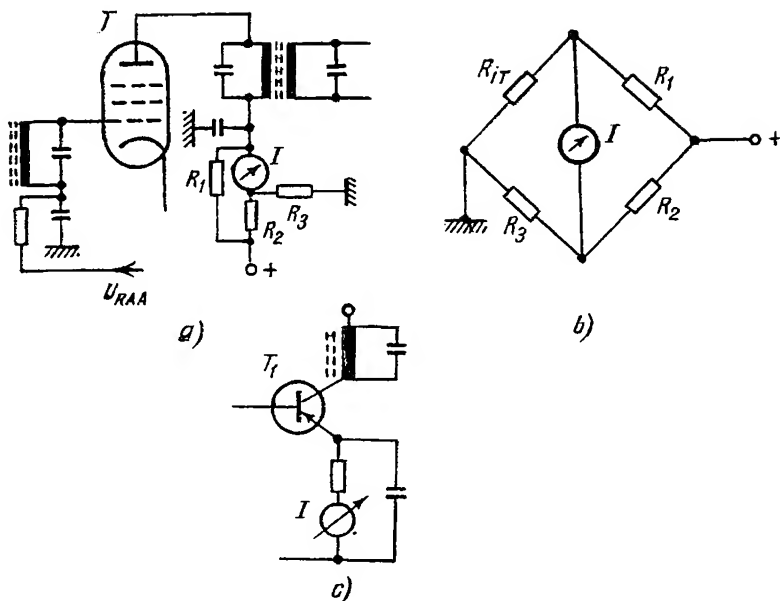


Fig. 14.62. Indicator optic de acord cu instrument :

a — montaj cu tub electronic și instrument în punte ; *b* — schema echivalentă a punții ; *c* — montaj cu cu tranzistor și instrument în emitor.

b. Indicator optic cu tub indicator

În radioreceptoarele moderne se utilizează pentru indicarea acordului tuburi indicatoare compuse dintr-o triodă amplificatoare și un dispozitiv de indicare care conține : catodul, o tijă metalică *T* conectată la anodul triodei și ecranul fluorescent *E* care, fiind conectat direct la plusul redresorului, se iluminează în regiunea în care sosesc electronii de la catod.

Anodul triodei *A* este legat la tensiunea anodică printr-o rezistență R_2 de 0,5. . .1 MΩ (fig. 14.63). Pe grila triodei se aplică tensiunea de la ieșirea detectorului de *AF* și nu tensiunea de *RAA* pentru ca sistemul să fie sensibil și la semnale slabe recepționate. Pentru ca să nu pătrundă și componenta de *AF* s-a introdus filtrul R_1C_1, astfel încît pe grilă se aplică numai componenta continuă care este proporțională cu amplitudinea semnalului de la intrarea receptorului.

Pentru partea de *MF* semnalul pentru indicatorul de acord se extrage de la ieșirea detectorului de raport.

Comutarea tubului indicator pe *MA* sau *MF* se face cu comutatorul *K*.

În absența semnalului la intrarea în receptor tensiunea continuă aplicată pe grila tubului indicator este mică și deci curentul anodic al triodei va fi mare. În consecință, tensiunea pe anod și pe tija *T* va fi mică, electronii care sosesc de la catod vor fi respinși și ecranul nu se va ilumina în jurul tijei (fig. 14.64, *a*).

La acord, cu cît semnalul la intrare va fi mai mare, va crește și tensiunea negativă aplicată de la detector la grilă și deci va scădea curentul

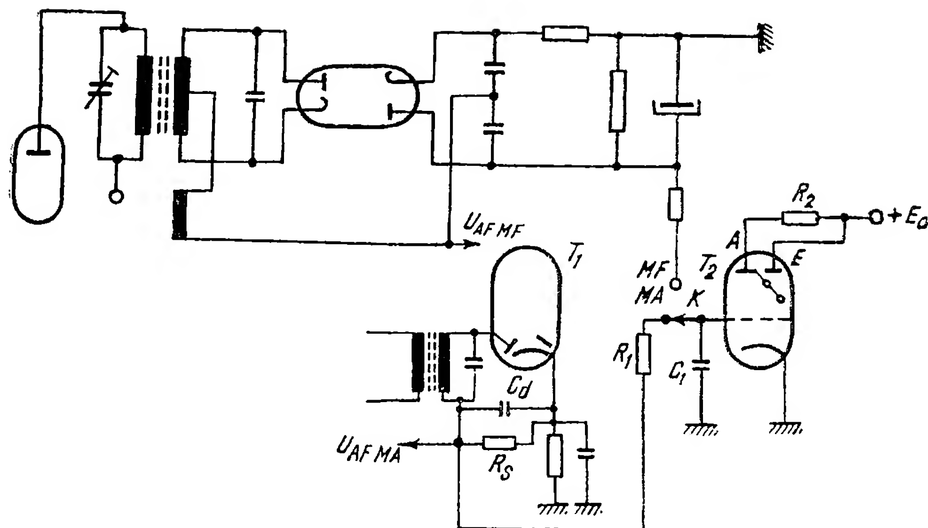


Fig. 14.63. Schema de conectare a indicatorului optic cu tub cu radiații catodice cu ecran fluorescent în receptoare *MA-MF* cu tuburi electronice.

anodic al triodei. În consecință va crește tensiunea pe anod și pe tija *T*. Electronii de la catod trecînd pe lîngă tijă vor ilumina ecranul pe o suprafață care crește proporțional cu amplitudinea semnalului (fig. 14.64, *b*).

Pentru ca să se poată realiza acordul în condiții bune atît pentru semnale slabe, cît și pentru semnale puternice s-au realizat indicatoare cu dublă sensibilitate conținînd două triode cu factori de amplificare diferiți și avînd fiecare anodul conectat la una din cele două tije de deviație. La recepția unei stații se închid mai întîi sectoarele de umbră cu sensibilitate mare și numai după aceea, dacă semnalul recepționat are o amplitudine suficient de mare, acționează și celalte sectoare.

În ultimii ani s-au realizat tuburi indicatoare cu o suprafață utilă de observare mai mare, realizată pe latura tubului.

Tuburile indicatoare cu „benzi magice" au o suprafață utilă mare realizată chiar pe peretele tubului pe care este depus stratul conductor transparent cu rol de ecran, care este acoperit cu un strat fluorescent. Cu ajutorul unor tije de comandă, fasciculul de electroni format cu o

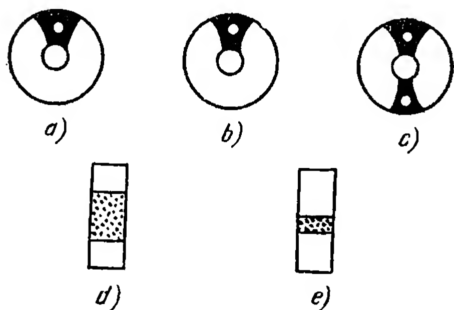


Fig. 14.64. Imagini pe ecranul indicatorului optic de acord;

a, b, c — cu ecran frontal; *d, e* — cu benzi magnetice.

diafragmă dreptunghiulară se divide, creînd două benzi magice luminoase a căror suprafață crește proporțional cu amplitudinea stației recepționate. În figura 14.64, *d* este prezentată imaginea ecranului la recepția unui post slab și în figura 14.64, *e* la recepția unui post puternic.

În receptoarele cu tuburi se mai utilizează pentru indicarea acordului și tuburi indicatoare optice cu descărcare în gaz rarefiat sau indicatoare optice cu saturație.

La radioreceptoarele cu tranzistoare nu se utilizează în general tuburi pentru indicarea optică a acordului, deoarece acestea necesită alimentare cu tensiune înaltă. Dintre montajele prezentate se folosește uneori acela cu instrument indicator (v. § a) sau tub indicator optic la care tensiunea înaltă se obține cu un convertor electronic cu tranzistor.

5. COMPRESIA ȘI EXPANSIUNEA AUTOMATĂ A DINAMICII

La radiodifuziunea cu *MA* nu se respectă dinamica reală, ci se realizează la transmisie o compresiune a dinamicii. Astfel, pentru a se evita ca pasajele cu intensitate mică să fie acoperite de zgomot, în special de cel de fond, li se mărește artificial nivelul; pentru evitarea supramodulației se micșorează amplitudinea semnalelor cu intensitate mare.

Pentru a se obține la recepție o dinamică cît mai apropiată de cea reală, în unele radioreceptoare se introduc sisteme de expansiune a dinamicii la care principala dificultate constă în stabilirea constantei de timp de intrare în acțiune. Dacă la transmisie compresia dinamicii se realizează manual de un operator care cunoaște programul transmis, la recepție ea trebuie să se realizeze automat. Problema cea mai dificilă la refacerea dinamicii constă în alegerea constantei de timp, deoarece se poate întîmpla ca pasaje de intensități diferite, care se succedă rapid, să fie amplificate egal în momentul terminării unuia și apariției celuilalt deformînd semnalul din cauza unei constante de timp prea mari sau se poate întîmpla, din același motiv, ca intensitatea sunetului să varieze mult chiar după pauze scurte. De aceea trebuie aleasă o constantă de timp mică pentru a se evita deformările care pot să apară, realizîndu-se la recepție o expansiune destul de mică.

În figura 14.65, *a*, se prezintă schema-bloc a unui sistem de obținere automată a expansiunii la recepție la care tensiunea de *AF* de la ieșirea

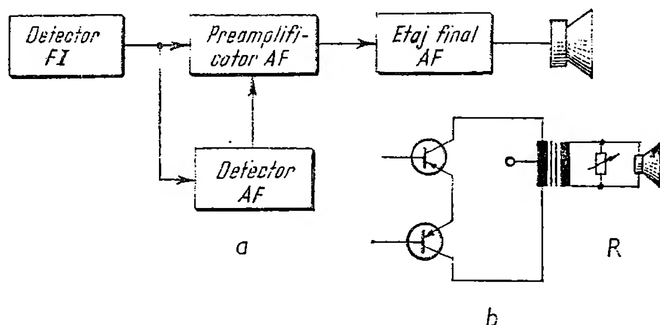


Fig. 14.65. Sistem de expansiune automată a dinami
a – cu tub cu pantă variabilă în *AF*; *b* – cu rezistență variabilă în transformatorul de ieșire.

detectorului este detectată astfel încît să rezulte o tensiune pozitivă a cărei valoare este proporțională cu amplitudinea ei. Aceasta se aplică pe grila preamplificatorului de *AF* care este un tub cu pantă variabilă, astfel încît la pasajele cu intensitate mai mare amplificarea acestuia să crească și mai mult și la pasaje cu intensitate mai mică amplificarea să scadă în mod suplimentar, realizîndu-se astfel o expansiune a dinamicii în limitele permise de apariția distorsiunilor de neliniaritate.

În figura 14.65, *b* se obține un efect similar prin introducerea în secundarul transformatorului de ieșire, în derivație cu bobina mobilă a difuzorului, a unei rezistențe *R* care își variază valoarea în funcție de puterea aplicată. Dacă puterea de ieșire este mare (la vîrfurile de modulație) valoarea rezistenței va crește; pe difuzor se va aplica un procent mai mare din puterea de ieșire decît în cazul aplicării unei puteri mai mici în secundar, cînd rezistența *R* va avea o valoare mai mică, preluînd un procent mai mare din puterea de ieșire. O lampă de scară are o comportare corespunzătoare celei cerute de rezistența *R* și este adeseori folosită pentru acest scop. Dezavantajul sistemului constă în aceea că se pierde în permanență o parte din puterea utilă în rezistența *R*. În general, utilizarea expansiunii automate este destul de puțin răspîndită datorită neajunsurilor arătate.

Dacă dorim să obținem la recepție o audiție de ambianță cu dinamică mai redusă decît cea de la transmisie sau efectuăm recepția la un volum scăzut, se poate adopta un sistem de compresie automată a dinamicii fie utilizînd o variantă a schemei-bloc din figura 14.65, *a*, la care detecția semnalului de *AF* se va face astfel încît să rezulte o tensiune negativă proporțională cu amplitudinea semnalului, fie adoptînd schema din figura 14.66 în care r_1 și r_2 sînt rezistențe a căror valoare variază proporțional cu puterea (lămpi de scară) și R_1 și R_2 rezistențe fixe dimensionate astfel încît puntea să fie apropiată de echilibru cînd lămpile de scară sînt aprinse. Deoarece puntea se apropie de echilibru la vîrfurile de modulație, cînd lămpile se aprind puterea aplicată pe bobina mobilă a difuzorului va scădea.

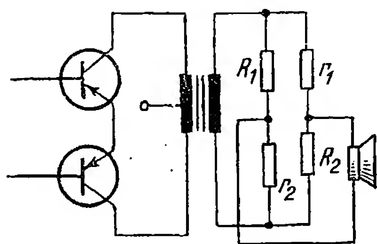


Fig. 14.66. Sistem de compresie automată a dinamicii.

La semnale de *AF* cu intensitate mică puntea va fi mult dezechilibrată și pe difuzor se va aplica un procent mare din puterea de ieșire a etajului final. Ca și în cazul sistemului de expansiune a dinamicii din figura 14.65, *b* și la această variantă se pierde o parte importantă din puterea utilă de la ieșire, motiv care face ca utilizarea să fie limitată la aplicații speciale.

6. LIMITAREA PERTURBAȚIILOR ÎN RADIORECEPTOARE

În timpul recepției audiția este adeseori înrăutățită de perturbațiile cu caracter de impulsuri cu durată scurtă și amplitudine mare care depășesc amplitudinea semnalului util. Aceste impulsuri perturbatoare (perturbații industriale sau atmosferice) sînt supărătoare în special cînd amplitudinea semnalului la intrarea receptorului este mică, adică atunci cînd raportul *semnal/perturbație* este mic.

Efectul perturbaţiilor poate duce la pierderea unui fragment dintr-un mesaj (în special în receptoarele profesionale de trafic), ceea ce nu este admis.

Pentru a micşora efectul perturbaţiilor se utilizează montaje care fie că limitează amplitudinea semnalului nedorit pînă la nivelul amplitudinii celui util, fie că blochează receptorul pe durata impulsului perturbator. Eficacitatea acestor montaje este cu atît mai bună, cu cît impulsurile sînt mai rare şi scade mult cînd se succedă des.

Acţiunea sistemului de limitare a perturbaţiilor se poate face fie în *AF*, fie în *FI* prin blocarea etajului pe durata impulsului perturbator. Pentru a evita „înecarea" receptorului datorită perturbaţiilor de amplitudine mare, se preferă cea de-a doua variantă.

Cele mai simple sisteme de limitare sînt cu reglare manuală a nivelului de limitare, ceea ce constituie un neajuns important datorită căruia utilizarea lor este foarte restrînsă. Limitatoarele de perturbaţii cu nivelul de limitare reglat automat în funcţie de amplitudinea purtătoarei semnalului (fig. 14.67) sînt utilizate în general în receptoarele cu dispozitiv de limitare a perturbaţiilor.

Cele mai utilizate sînt limitatoarele aplicate pe etajele amplificatoare de *FI*, cît mai aproape de intrarea receptorului, blocînd acest semnal pe durata impulsului perturbator.

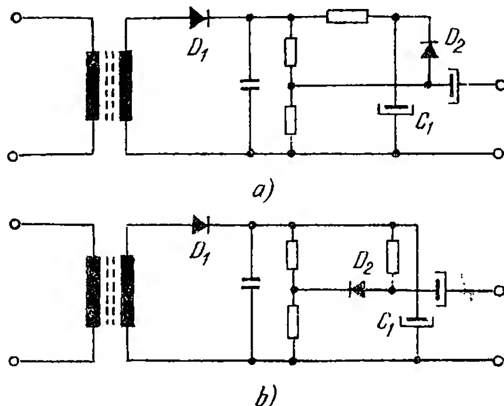


Fig. 14.67. Montaje pentru limitarea paraziţilor:
a – limitator derivaţie;
b – limitator serie.

La varianta derivaţiei din figura 14.67, *a*, condensatorul C_1 se încarcă la o tensiune proporţională cu amplitudinea purtătoarei semnalului aplicată detectorului. Tensiunea de *AF* detectată din modulaţia semnalului recepţionat, are amplitudinea mai mică decît purtătoarea, astfel încît nu deschide dioda D_2. Cînd perturbaţia depăşeşte nivelul purtătoarei, deschide dioda şi produce limitarea.

La limitatorul serie din figura 14.67, *b*, condensatorul C_1 se încarcă la o tensiune proporţională cu amplitudinea purtătoarei menţinînd deschisă dioda D_2 pentru tensiunea de *AF* de la detecţie. Perturbaţia cu amplitudine mare depăşind tensiunea la care este încărcat condensatorul C_1, închide dioda şi curentul se transmite mai departe.

Montaje de limitare a perturbaţilor se realizează şi la receptoare cu tuburi.

Sistemele de blocare a unui etaj de *FI* la perturbaţii sînt asemănătoare ca mod de realizare cu dispozitivele de *RAA* cu amplificare în *FI* (v. fig. 14.52, *a*), la care pentru amplitudini mari ale semnalului (corespunzătoare nivelului perturbaţiilor) tensiunea de negativare obţinută blochează etajul de *FI* pe care se aplică.

Un astfel de sistem este foarte eficace la perturbaţii de scurtă durată cum sînt cele produse de scîntei, obţinîndu-se o îmbunătăţire a raportului *semnal/zgomot* pînă la 30 dB.

În momentul trecerii radioreceptorului de pe o staţie pe alta, lipsa semnalului util face să dispară tensiunea de *RAA*, ceea ce duce la mărirea sensibilităţii radioreceptorului pînă la valoarea maximă. Aceasta va avea ca rezultat apariţia la ieşire, cu nivel supărător, a tuturor zgomotelor şi perturbaţiilor, efect care poate fi diminuat fie manual la radioreceptoarele cu indicator optic, de acord prin reducerea volumului între staţii şi mărirea lui după indicarea acordului, fie automat.

Montajele automate de acord liniştit au rolul ca în lipsa semnalului să micşoreze brusc amplificarea radioreceptorului sau să îngusteze banda de trecere a acestuia pe măsură ce îi creşte sensibilitatea.

O altă variantă de acord liniştit are rolul de a micşora efectul perturbaţiilor prin atenuarea cu circa 15 dB a amplificării frecvenţelor audio superioare (acestea fiind cele mai supărătoare semnale din spectrul audio care apar în timpul acordului).

O variantă de acord liniştit se realizează aplicînd demodulatorului o tensiune de polarizare care să blocheze funcţionarea acestuia pentru semnale de intrare mici. Detectorul va intra în funcţiune numai la semnale suficient de mari care deblochează polarizarea de blocare.

În figura 14.68 este prezentată schema bloc de acord liniştit, la care tensiunea de *RAA* se aplică nu numai tranzistoarelor controlate, ci şi

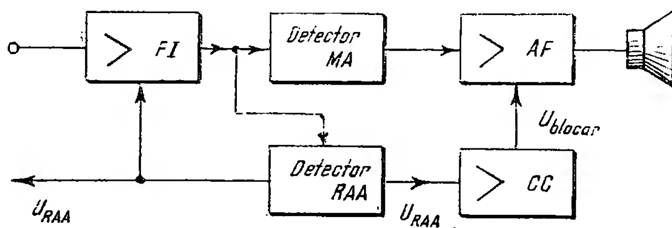


Fig. 14.68. Schema-bloc a dispozitivului de acord liniştit.

unui amplificator de curent continuu de la ieşirea căruia se obţine o tensiune care blochează tranzistorul amplificator de *AF* în absenţa semnalelor la intrarea receptorului pentru care tensiunea de *RAA* scade sub o anumită limită.

Dezavantajele acestor dispozitive sînt datorate complexităţii montajului şi faptului că radioreceptorul este blocat pentru semnalele de recepţie slabe. Ele se utilizează în general la radioreceptoare profesionale sau la cele de radiodifuziune de înaltă calitate.

8. ACORDUL AUTOMAT AL RADIORECEPTOARELOR

În special pentru posturile locale la unele radioreceptoare staţionare de înaltă calitate şi în numeroase receptoare pentru autovehicule, este util să se poată efectua un acord automat care printr-o simplă apăsare pe o clapă să permită recepţia unei anumite staţii.

Soluțiile adoptate pentru realizarea acordului automat sînt : *mecanice*, *electromecanice* și *electronice*.

Cele mecanice transmit prin pîrghii și lame comanda pentru rotirea condensatoarelor variabile pînă la poziția fixată anterior.

Cele electromecanice transmit comanda la un motor care rotește condensatoarele variabile pînă la poziția aleasă anterior.

La unele receptoare există circuite oscilante prereglate, corespunzătoare fiecărei clape.

Prin utilizarea diodelor varicap comandate cu tensiuni continui prereglate pentru fiecare clapă, se realizează în modul cel mai simplu și eficace acordul automat. Este util ca simultan să intre în funcțiune și *RAF*.

Unele receptoare moderne sînt dotate și cu dispozitive pentru căutare și acord automat, fiind echipate cu un motor care explorează la apăsarea unei clape întreaga scală a aparatului pînă în momentul deblocării butonului, care coincide cu intrarea în funcțiune automată a *RAF* acționat de același motor. Acest dispozitiv se găsește în special la unele receptoare pentru autovehicule.

9. REGLAJUL AUTOMAT AL SELECTIVITĂȚII (RAS)

Pe posturile puternice, locale, este de dorit ca banda de trecere a receptorului să se lărgească pentru o audiție cît mai fidelă. Invers, pe posturile slabe este de dorit ca banda de trecere să se îngusteze. Acest efect se poate obține acționînd asupra uneia sau mai multor filtre de frecvență intermediară. Tensiunea detectorului de *RAS*, fiind proporțională cu mărimea semnalului recepționat, comandă modificarea benzii de trecere, acționînd înainte sau înapoi, ca în schemele bloc din figura 14.69.

Practic acest lucru se poate realiza dacă unul din etajele amplificatorului de frecvență intermediară funcționează cu reacție negativă, comandată de tensiunea de *RAS*. Printr-un cuplaj de la ieșire la intrarea

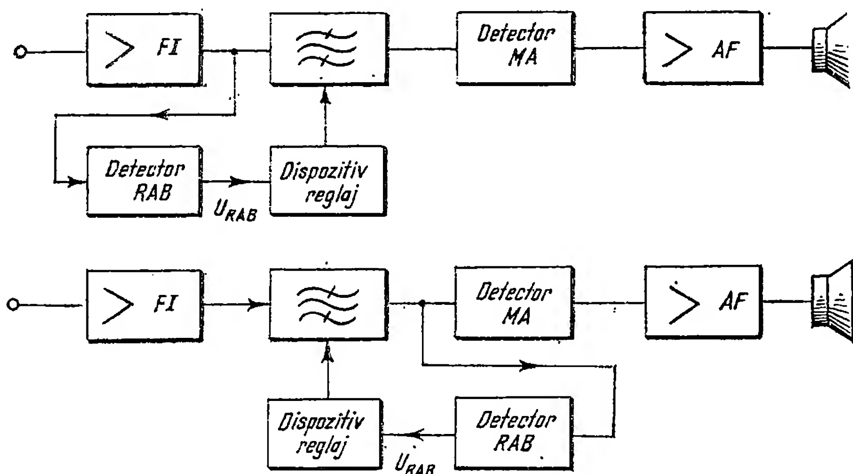


Fig. 14.69. Schema-bloc a dispozitivului pentru reglajul automat al selectivității : *a* – cu acțiune înainte ; *b* – cu acțiune înapoi.

etajului se introduce în filtrul de bandă o rezistență mai mare sau mai mică care determină variația lărgimii de bandă a amplificatorului.

Acest reglaj automat de selectivitate se utilizează numai în receptoarele de calitate.

10. TELECOMANDA RADIORECEPTORULUI

Pentru mărirea confortului la recepție unele radioreceptoare moderne sînt prevăzute cu posibilitatea efectuării unor comenzi de la distanță. Apariția stereofoniei a mărit interesul pentru telecomenzi datorită necesității reglării echilibrului (balansului) canalelor de la locul de ascultare și nu de lîngă radioreceptor.

Telecomanda se poate realiza prin cablu sau fără cablu, utilizîndu-se pentru transmiterea comenzilor ultrasunete, frecvențe radio sau sisteme optice.

Comenzile care se pot efectua de la distanță sînt : reglarea volumului și tonului, acordul de post, comutarea gamelor, echilibrarea canalelor stereo, oprirea și pornirea radioreceptorului. Telecomanda prin cablu este mai simplă și mai sigură decît celelalte metode, însă nu este la fel de comodă, receptorul rămînînd legat prin cablu de cutia de telecomandă.

a. Telecomandă prin cablu

În general nu se recomandă ca reglarea volumului să se facă printr-un cablu ecranat prin care să circule semnalul de *AF*, deoarece în cazul unui cablu lung și subțire capacitatea acestuia va atenua frecvențele audio superioare în special în cazul legăturii lui în paralel cu impedanțe mari. De asemenea apare și pericolul introducerii în mod parazit a unei tensiuni perturbatoare de frecvență rețelei atunci cînd dispozitivul de telecomandă este prevăzut și cu posibilitatea de conectare și deconectare a tensiunii de rețea. Reglarea prin circuite de curent continuu evită aceste neajunsuri și se poate realiza prin varierea tensiunii de ecran sau de negativare a amplificatorului de *FI* sau a preamplificatorului de *AF* la receptoarele cu tuburi sau cu variația polarizării tranzistoarelor, la receptoarele cu semiconductoare.

Principalul neajuns al acestor soluții îl constituie limitele reduse de reglare datorită pericolului de apariție a distorsiunilor.

Sistemul cel mai eficace, deși mai costisitor, pentru efectuarea tuturor comenzilor este acela prin care acționarea se face prin intermediul unui motor electric care rotește axul potențiometrului, condensatorului variabil sau al comutatorului, după cum se realizează reglarea volumului, frecvenței sau gamei de lucru. Reglarea tonului se efectuează de la distanță numai în cazuri speciale.

Conectarea și deconectarea de la distanță a radioreceptorului se poate realiza atît cu ajutorul releelor cît și direct. În cazul în care tensiunea de rețea se conectează prin cablu la cutia de comandă, în afara pericolului de a introduce zgomot de sector în canalul de *AF*, există și dificultăți privind asigurarea securității. În montajul din figura 14.70 se evită aceste inconveniente. Transformatorul T_r este conectat în permanență

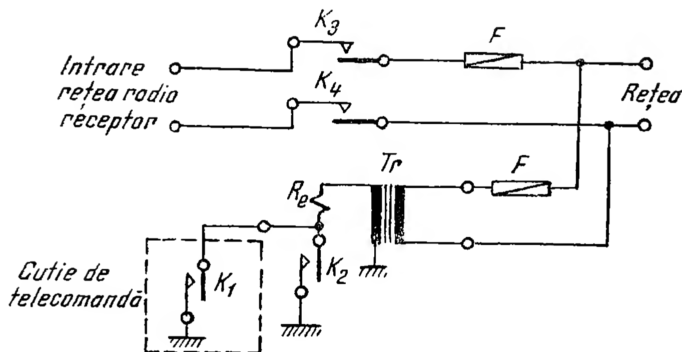


Fig. 14.70. Montaj pentru telecomandă prin cablu a pornirii și opririi radioreceptorului.

la rețea, fiind dimensionat pentru un consum mic. Închizînd contactul K_1 de la cutia de comandă se atrage releul R_e și se închid contactele acestuia K_3 și K_4 care aplică tensiunea de rețea la intrarea radioreceptorului. Conectarea rețelei de la radioreceptor se realizează prin contactul K_2 al acestuia. Deci la această variantă comanda conectării și deconectării rețelei se efectuează printr-o tensiune mică, nepericuloasă.

b. Telecomanda prin ultrasunete

Dispozitivul cuprinde un emițător de ultrasunete echipat de obicei cu un tranzistor alimentat de la baterii care funcționează în banda 20 –40 kHz. Prin acționarea butoanelor corespunzătoare diferitelor comenzi se variază frecvența de lucru a oscilatorului pe frecvențele f_1, f_2 sau f_3 din banda respectivă.

Pentru transmiterea ultrasunetelor se utilizează un difuzor electrostatic de dimensiuni mici.

Radioreceptorul trebuie să fie prevăzut cu un receptor de ultrasunete care prin intermediul unui microfon electrostatic captează semnalul de la emițător. Amplificatorul de bandă largă are la ieșire circuite selective acordate pe frecvențele f_1, f_2, f_3, cu detectoare respective. Tensiunea de la ieșirea fiecărui detector acționează motorul M_1, M_2 sau M_3, corespunzător comenzii date. Prin modularea oscilatorului se poate comanda rotirea motorului într-un sens sau în altul.

c. Telecomanda prin radiofrecvență

Acționarea prin radio funcționează pe același principiu, numai că frecvența este din domeniul radio, ceea ce face să existe pericolul ca armonicile produse de emițător să pătrundă în benzile de recepție sau în canalele de televiziune, perturbîndu-le. De aceea telecomanda prin radio este utilizată foarte rar.

C. ROLUL PIESELOR ŞI INFLUENŢA MODIFICĂRII PARAMETRILOR ACESTORA ASUPRA CIRCUITELOR DE REGLAJ DIN RADIORECEPTOARE

C_1 (2...20 nF) şi R_1 (0,2...1 MΩ) din figura 14.53 formează circuitul de filtrare a tensiunii de polarizare (negativare), automată a grilei supresoare (tubul EBF 89). Această tensiune realizează un surplus de limitare a modulaţiei parazite de amplitudine şi a tensiunilor de zgomot. O valoare mai mică pentru C_1 şi pentru R_1 înseamnă filtrare insuficientă, nivel de zgomot şi modulaţie parazită cu brum mai mare pe lanţul *MF*.

R_3 (0,5...2,5 MΩ) şi C_3 (10...100 nF) formează circuitul de filtrare a tensiunii *RAA*. O valoare mai mare pentru R_3 şi mai mică pentru C_3 înseamnă o creştere a modulaţiei cu zgomot de reţea. O valoare mai mică pentru R_3 şi C_3 înseamnă micşorarea constantei de timp R_3, C_3. Aceasta are ca efect creşterea nivelului de zgomot (sensibilitate excesivă la paraziţi) eventual intrarea în oscilaţie a amplificatorului MI_{MA}. O valoare mai mare pentru R_3 şi C_3 înseamnă creşterea constantei de timp R_3, C_3. Aceasta se manifestă prin zone de tăcere şi sensibilitate excesivă în procesul de selecţie. Astfel un post puternic provoacă creşterea tensiunii de negativare, deci o zonă de tăcere în jurul lui, în timp ce trecerea de la un post slab la unul puternic se face cu sensibilitate excesivă. Recepţionarea semnalelor cu nivel mijlociu este perturbată un timp scurt după apariţia unor trenuri de paraziţi cu nivel mare

R_1 (1...2,5 MΩ) şi C_1 (10...20 nF) din figura 14.63 alcătuiesc circuitul de filtrare a tensiunii de comandă a indicatorului optic de acord pentru lanţurile *MA* şi *MF*. Valoarea mai mică pentru R_1 sau C_1 înseamnă constantă de timp mai mică. Aceasta se manifestă prin variaţia secţiunilor luminoase în ritmul semnalului modulator. Valoarea mai mare pentru R_1 şi C_1 înseamnă constanta de timp mai mare. Şi într-un caz şi în altul se îngreuiază obţinerea acordului vizual în procesul de selectare a posturilor.

R_2 (0,4...1 MΩ) din figura 14.63 este rezistenţa de sarcină a indicatorului optic de acord. O valoare mai mare înseamnă reducerea sensibilităţii indicatorului. O valoare mai mică suprasolicită tubul.

Capitolul 15

PERFORMANȚELE GENERALE ALE RADIORECEPTOARELOR

A. GENERALITĂȚI

Pentru a putea controla buna funcționare a unui radioreceptor, *PU* sau magnetofon, precum și pentru a putea compara obiectiv diversele tipuri între ele este necesară stabilirea unor parametri care să indice performanțele.

Pentru fiecare performanță se stabilește o definiție și o metodă de măsurare, asigurîndu-se astfel posibilitatea comparării obiective. Unele performanțe depind de alte performanțe sau de condițiile de măsurare, astfel încît unui radioreceptor *PU* sau magnetofon realizabil nu i se pot impune orice performanțe. Din acest motiv, atît metodele de măsurare, cît și condițiile în care s-a efectuat măsurarea trebuie impuse prin norme de măsurări generale. Uneori, pentru aceleași performanțe se pot stabili mai multe metode de măsurare echivalente. Alteori, diversele metode de măsurare nu precizează exact aceeași performanță.

Nu întotdeauna valorile performanțelor măsurate conform metodelor indicate în normele generale de măsurări sînt comparabile cu valorile performanțelor reale ale radioreceptorului.

Măsurarea tuturor performanțelor este o operație dificilă, necesitînd timp și aparatură, precum și cunoașterea metodelor de măsurare. Unele performanțe pot fi însă apreciate judicios prin simpla verificare a funcționării (ascultarea) radioreceptorului pe toate gamele de undă. Pentru alte performanțe, aprecierea va fi foarte imprecisă, iar în anumite cazuri nu se va putea face nici o apreciere.

Pentru verificarea operativă a performanțelor radioreceptoarelor se recomandă utilizarea semnalelor de test, a căror formă este astfel aleasă încît prin observarea formelor de undă la ieșirea radioreceptorului (sau prin analiza acestor forme) să se poată preciza dacă performanțele radioreceptorului se găsesc sau nu în limitele normale indicate de fabricant. Metoda semnalelor de test, deși nu permite o măsurare exactă a tuturor performanțelor radioreceptorului, duce totuși la aprecieri mult mai bune asupra performanțelor radioreceptorului decît verificarea prin funcționarea obișnuită a radioreceptorului.

Performanțele radioreceptoarelor pot fi grupate astfel : sensibilitate, selectivitate, distorsiuni liniare (de fază, de frecvență) sau neliniare : atenuările semnalelor de frecvență imagine, intermediară, sau a semnalelor cu *MA* parazită pe lanțul de *MF*, stabilitate la perturbații, eficacitatea reglajelor manuale sau automate, stabilitatea radioreceptorului în timp, performanțe energetice (consum din sursele de alimentare, putere utilă maximă etc.), radiație în antenă, performanțe în ceea ce privește asigura-

rea securităţii radioreceptorului (evitarea posibilităţilor de curentare etc.), precum şi performanţe mecanice.

În funcţie de mărimea performanţelor, radioreceptoarele se împart în clase. În clasa I se grupează radioreceptoarele cu performanţe foarte bune, celelalte radioreceptoare fiind grupate în clasele I, III şi IV. În clasa a IV-a se grupează radioreceptoarele de tip popular. Radioreceptoarele cu performanţe inferioare clasei a IV-a sînt considerate ca fără clasă. În aceste clase sînt grupate numai radioreceptoarele destinate radiodifuziunii (radioreceptoarele cu caracter special — trafic, supraveghere, benzi etc. — nu sînt încadrate la această clasificare). Conform normelor, pentru ca un radioreceptor să poată fi încadrat într-una din clase, el trebuie să aibă performanţe cel puţin egale sau identice cu cele din tabela 15.1 (în tabelă s-au trecut doar unele din performanţele impuse radioreceptoarelor).

B. PERFORMANŢELE RADIORECEPTORULUI

1. SENSIBILITATEA

Prin sensibilitate se înţelege de obicei valoarea minimă a tensiunii în V_{ef} aplicată la intrarea unui radioreceptor pentru ca la ieşirea acestuia să rezulte puterea standard, atunci cînd radioreceptorul este corect acordat pe frecvenţa radio de semnal, controlul manual al volumului fiind plasat în poziţia corespunzătoare maximului, iar controlul de ton şi selectivitate în poziţia corespunzătoare benzii maxime. În funcţie de puterea nominală a radioreceptorului, puterea standard se defineşte ca în tabelul de mai jos :

Puterea nominală, W	10	10—0,1	0,1—0,01	0,01
Puterea standard, W	0,5	0,05	0,005	0,001

Pentru măsurarea sensibilităţii unui radioreceptor se utilizează schema din figura 15.1, dacă radioreceptorul este echipat cu antenă exterioară, sau schema din figura 15.2, dacă radioreceptorul este echipat cu antenă de ferită.

Pentru radioreceptoarele echipate cu antenă exterioară, în cazul măsurării sensibilităţii pe lanţul de *MA* se utilizează o antenă artificială (fictivă) a cărei schemă de principiu este prezentată în figura 15.3.

Pentru radioreceptoarele echipate cu antene speciale, măsurările se vor efectua cu o antenă fictivă cu caracteristici identice antenelor reale. Astfel, pentru o antenă interioară de 5 m la frecvenţe mai mici de 1,5 MHz se va utiliza schema din figura 15.4 ; pentru o antenă interioară de 5 m lungime la frecvenţe cuprinse între 6 şi 20 MHz se va utiliza schema din figura 15.5, iar pentru cazul unei antene telescopice de automobil, schema din figura 15.6.

În cazul măsurării sensibilităţii radioreceptoarelor echipate cu antenă de ferită sau cu cadru se va utiliza o buclă de măsurat ca în figura 15.7 înseriată cu o rezistenţă egală cu rezistenţa internă a generatorului de semnale standard de măsurat. Bucla va fi realizată dintr-o singură spiră din sîrmă de cupru (eventual argintată) cu un diametru de 2 mm.

Tabela 15.1

Valorile performanțelor radioreceptoarelor (parametrii principali) pe clase de calitate*

Nr. crt.	Parametri	Tipul radioreceptorului	Gama de undă	Performanțele pe clase			
				I	II	III	IV
1	Numărul gamelor și subgamelor *MA*	st. tub. st. tr.	— —	min. 4	min. 3	min. 2	min. 2
		port.	—	min. 3	min. 3	min. 2	min. 1
2	Numărul gamelor *MF*	st. tub. st. tr. port.	—	1	1	eventual	—
3	Limitele gamelor de undă	st. tub. st. tr. port.	*UL* în kHz (m)	150...285(2000...1052,7)			
			UM în kHz (m)	525...1605 (571,4...186,9)			
			US în MHz (m)	5,95...26,1 (50,4...11,5) eventual 5,95...18 (50,4.. ...16,4)			
			UUS în MHz (m)	63...73(4,62...4,11)		—	—
4	Sensibilitatea limitată pentru 50 mW la ieșire, pentru 20 dB raport semnal/zgomot *MA* și 26 dB raport semnal/zgomot *MF*, mai bună decît :	st.tub. st. tr. la borna de antenă exterioară	*UL* (μV) *UM* (μV) *US* (μV) *UUS* (μV)	50 50 50 5	150 100 100 10	200 150 200 30	200 250 300 —
		st. tub. p antenă ferită	*UL* (mV/m) *UM* (mV/m)	0,7 0.5	7 0,7	2,5 1.5	3 2
		st. tr. pe antenă ferită	*UL* (mV/m) *UM* (mV/m)	1 0,5	1,5 1	3 2	3,5 2.5
		port. la borna antenă exterioară	*US* (μV) *UUS* (μV)	100 8	150 15	— —	— —
		port. pe antenă ferită	*UL* (mV/m) *UM* (mV/m)	1 0,5	2 1,2	2 2	5 3
5	Sensibilitatea la bornele *PU* pentru 50 mW la ieșire mai bună decît (mV) :	st. tub. str. tr.	— —	20 50	25 100	25 250	250 250
6	Selectivitatea în dB la un dezacord de ±9 kHz pe *MA* și ±300 kHz pe *MF* mai bună decît :	st. tub. st. tub. st. tr.	*MA* *MF* *MA* *MF*	35 40 36 30	50 30 30 26	30 26 22 18	26 — 16 —
		port.	*MA* *MF*	36 30	30 22	22 —	16 —

* Valorile sînt extrase din STAS E 7711-66
st.tub. = radioreceptoare staționare cu tuburi
st. tr. = radioreceptoare staționare cu tranzistoare
port. = radioreceptoare portabile

Nr. crt.	Parametri	Tipul radioreceptorului	Gama de undă	Performanțele pe clase			
				I	II	III	IV
7	Atenuarea semnalului de frecvență imagine în dB mai bună decît :	st. tub.	*UL*	60	40	34	30
			UM	50	34	34	30
			US	20	10	—	—
			UUS	35	30	30	—
		st. tr.	*UL*	40	34	26	20
			UM	36	30	20	—
			US	12	10	—	—
			UUS	35	30	26	—
		port.	*UL*	40	24	26	20
			UM	36	30	20	—
			US	10	—	—	—
			UUS	35	30	—	—
8	Atenuarea semnalului de frecvență intermediară în dB mai bună decît :	st. tub.	*UL*	35	35	35	30
			UM	36	30	40	26
			UUS	50	40	40	—
		st. tr. port.	*MA* și *MF*	30	20	15	—
9	Eficacitatea reglajului automat al amplificării în dB pentru o variație de 10 dB la ieșire, mai bună decît :	st. tub.	*MA*	50	40	36	30
		st. tr.	*MA*	50	40	36	26
		port.	*MA*	50	40	30	—
10	Atenuarea în dB a semnalului MA în banda de MF	st. tub. st. tr.	*MF*	40	30	30	—
11	Puterea nominală la ieșire, în W pt. un coef. de dist. de 10% la 1 000 Hz, măs. pe întregul radioreceptor, cel puțin :	st. tub.	*MA* și *MF*	4	2,5	1,5	0,5
		st. tr.	*MA* și *MF*	4	2	1	0,5
		port.	*MA* și *MF*	2	1	0.25	0,1
12	Caracteristica electrică de frecvență a întregului lanț de amplificare (curba fidelității), pe rezistența de sarcină, cu o reuniformitate de 6 dB.	st. tub.	*MA* (kHz)	63... 5 000	80... 4 000	—	—
			MF (kHz)	63... 12500	80... 12000	—	—
		st. tr.	*MA* (kHz)	80... 3150	100... 2500	125... 2240	—
			MF (kHz)	80... 8000	100... 6300	125... 5600	—
		port.	*MA* (kHz)	—	125... 2500	—	—
			MF(kHz)	125...	125... 6300	—	—
13	Eficacitatea reglajului de ton în dB față de 1 000 Hz	st. tub. st. port.	100 Hz	±9	±7	—	—
			8000 Hz	±10	±8	8	—
		port.	200 Hz	±7	—	—	—
			8000 Hz	±8	8	—	—

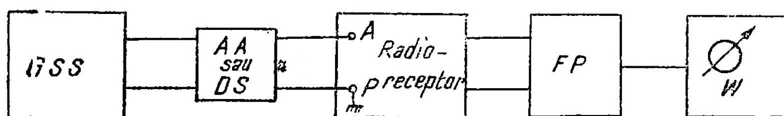


Fig. 15.1. Schema-bloc pentru măsurarea sensibilității unui radioreceptor:
GSS — generator de semnal standard de *RF* modulat; *AA* — antenă artificială (*MA*); *DS* — dispozitiv de simetrizare (*MF*); *FP* — filtru psofometric; *W* — wattmetru de ieșire (poate fi înlocuit printr-o rezistență de sarcină adaptată și un voltmetru de *AF* conectate în paralel).

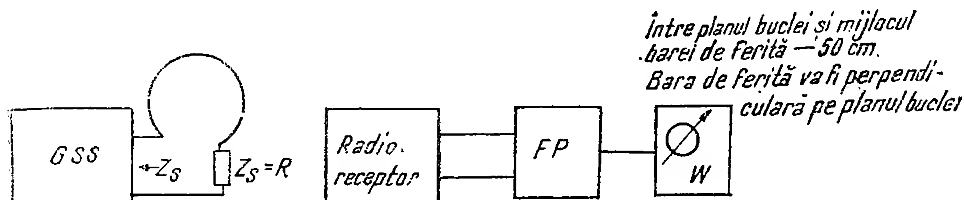


Fig. 15.2. Schema-bloc pentru măsurarea sensibilității unui radioreceptor cu antenă de ferită sau antenă cadru. Notațiile au aceeași semnificație ca în figura 15.1.

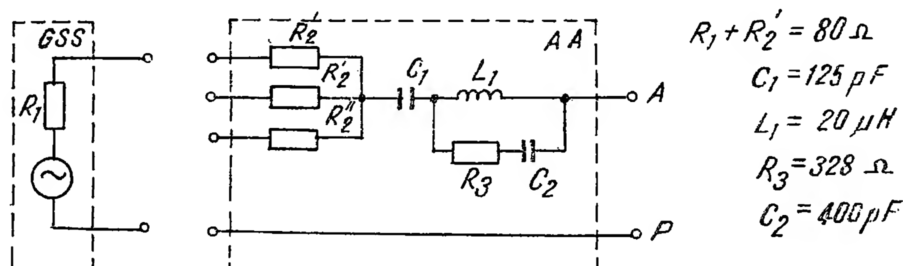


Fig. 15.3. Schema de principiu a unei antene artificiale standard.

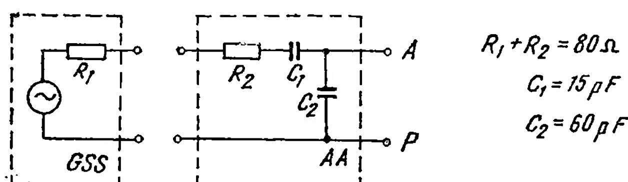


Fig. 15.4. Schema de principiu a unei antene artificiale interioare de 5 m la frecvențe sub 1,5 MHz.

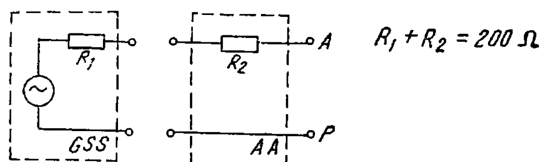


Fig. 15.5. Schema de principiu a unei antene artificiale interioare de 5 m la frecvențe 6—20 MHz.

În cazul măsurării sensibilității pe lanțul de *MF* în locul antenei artificiale se va introduce un dispozitiv de adaptare-simetrizare (fig. 15.8) a impedanței de ieșire a generatorului de semnal standard la impedanța de intrare în radioreceptor (între bornele de antenă și pămînt).

Generatoarele de semnal standard (*GSS*) utilizate pe lanțul de *MA* trebuie să furnizeze semnal de modulație de 400 sau 1 000 Hz și un semnal de *RF* cu frecvența purtătoare la care se execută măsurarea, modulat în amplitudine cu un grad de modulație de 30 %. Pentru lanțul de *MF* se vor utiliza generatoare de semnal capabile să furnizeze un semnal de *RF* cu frecvență purtătoare egală cu aceea la care se execută măsurarea, cu o deviație de frecvență de 15 kHz și semnale de modulație audio de 400 sau 1000 Hz.

Pentru executarea măsurării se vor lua următoarele precauțiuni :

— se va realiza montajul de măsurare conform schemelor din figurile 15.1 sau 15.2, după caz, asigurîndu-se o bună priză de pămînt a instalației ;

— radioreceptorul, precum și toate aparatele de măsurat vor fi puse în funcțiune cu cel puțin 1/2 oră înaintea măsurării pentru a putea intra în regim termic ;

— se va regla impedanța de intrare a wattmetrului de ieșire astfel încît aceasta să fie egală cu impedanța de ieșire a radioreceptorului ;

— se va cupla wattmetrul de ieșire fie prin intermediul filtrului psofometric[1] ca în figura 15.9 (în ipoteza unei recepții însoțite de zgomote), fie direct la bornele secundarului transformatorului de ieșire din radioreceptor, după ce difuzorul (sau difuzoarele) a fost decuplat ;

— se va acorda radioreceptorul pe frecvența radio la care se face măsurarea, prin plasarea comutatorului de game de undă precum și a butonului de acord fin în pozițiile corespunzătoare, astfel că în ipoteza unui semnal aplicat din *GSS* de nivel corespunzător sensibilității să se citească pe wattmetrul de ieșire maximul de indicație și orice deplasare a butonului de acord fin al radioreceptorului să conducă la obținerea unor nivele mai reduse la wattmetrul de ieșire ;

— se va plasa potențiometrul de volum în poziția corespunzătoare volumului maxim, reglajul de selectivitate și reglajele de ton în poziția corespunzătoare benzii maxime ; dacă radioreceptorul dispune de game de undă speciale pentru audierea posturilor de nivel mare (locale) măsurarea sensibilității se va face atît pentru gamele cu sensibilitatea normală cît și pentru cele corespunzătoare sensibilității reduse (posturilor locale) ;

---

[1] Filtrul psofometric are rolul de a îmbunătăți raportul *semnal/zgomot*. Caracteristica lui de frecvență este realizată astfel încît toate frecvențele semnalului trec neatenuate. În afara benzii de frecvență ocupată de semnal, filtrul atenuează orice frecvență, deci și semnalele de zgomot.

— se va verifica dacă acordul nu s-a realizat pe frecvența imagine (în cazul radioreceptoarelor de tip superheterodină). Pentru aceasta se va deplasa frecvența f_s a generatorului de semnal la o frecvență egală cu

Fig. 15.6. Schema de principiu a unei antene artificiale care înlocuiește o antenă telescopică de automobil.

Fig. 15.7. Buclă de măsurat utilizată pentru măsurarea sensibilității radioreceptoarelor cu antenă de ferită sau cadru.

$_s + 2f_i$, unde f_i este frecvența intermediară a radioreceptorului. Dacă, pentru această frecvență, la un nivel corespunzător sporit (cu 20—60 dB) va apărea semnalul la ieșire, acordul a fost executat corect.

Fig. 15.8. Dispozitive de simetrizare utilizate pentru măsurarea sensibilității pe lanțul de *MF*:
a — cu transformator de simetrizare; *b* — cu cuadripol de simetrizare.

În cazul că nu se obține semnal audio la ieșire atunci cînd din *GSS* se aplică semnalul de frecvență $f_s + 2f_i$, se va reface acordul radioreceptorului.

Măsurarea sensibilității se face de obicei la frecvențele date în tabela 15.2. Cu ajutorul valorilor astfel căpătate se pot trasa grafic caracteristicile

Fig. 15.9. Filtru psofometric (schema de principiu).

de sensibilitate ale radioreceptorului în funcţie de frecvenţă, pentru fiecare gamă de undă. În cazurile în care se observă variaţii mari şi bruşte ale caracteristicii de sensibilitate în gamă, se pot face măsurări de sensibilitate şi la alte frecvenţe din gamă. Tabela 15.2 a fost întocmită cu trei grupe de frecvenţe, după cum se cer determinări mai precise sau doar estimative.

● **Caracteristicile de sensibilitate în funcţie de frecvenţă** se trasează de obicei în scară dublă logaritmică : în abscisă logaritmul frecvenţei şi în ordonată tensiunea de intrare în decibeli faţă de un nivel oarecare convenabil ales.

Pentru executarea măsurării se procedează astfel :

— se iau precauţiile indicate mai sus ;

— se reglează *GSS* pe frecvenţa la care se execută măsurarea utilizînd scala şi vernierul *GSS*-ului şi se dă un nivel de cîteva ori mai mare decît cel corespunzător sensibilităţii radioreceptorului ;

— se reglează radioreceptorul pe frecvenţa la care se face măsurarea utilizînd scala radioreceptorului ; se variază acordul fin al radioreceptorului pînă se obţine nivel maxim de semnal la ieşire ;

— se reduce nivelul din atenuatorul *GSS*-ului pînă cînd la ieşire se obţine puterea standard şi se reface apoi acordul radioreceptorului pînă cînd se obţine nivelul maxim la ieşire, deoarece la nivel mare de semnal acordul nu poate fi realizat corect datorită *RAA*-ului. Dacă în decursul acestor operaţii nivelul de ieşire creşte cu mai mult de 2—3 ori puterea standard, se reduce nivelul utilizîndu-se atenuatorul *GSS*-ului ;

— după executarea acordului corect se reduce nivelul semnalului folosindu-se atenuatorul *GSS*-ului pînă cînd se obţine la ieşire exact puterea standard ;

— se citeşte nivelul tensiunii de semnal aplicată din *GSS*, utilizînduse scara gradată a atenuatorului. Această tensiune corespunde sensibilităţii radioreceptorului la frecvenţa la care s-a făcut măsurarea ;

— prin repetarea măsurării sensibilităţii la toate frecvenţele indicate în tabela 15.2 pentru o gamă de undă se poate trasa caracteristica de sensibilitate în funcţie de frecvenţă ;

— pentru radioreceptoarele cu reacţie (sau superreacţie) sensibilitatea se măsoară la limita de autooscilaţie la care radioreceptorul este încă stabil (sensibilitate maximă).

Tabela 15.2

Gama de undă	Grupa I de frecvenţă	Grupa II de frecvenţă	Grupa III de frecvenţă
	150	200	
UL (kHz)	200		200
	250	250	
	300		
	525	600	
UM (kHz)	690		
	800	1 000	1 000
	1 000		
	1 200	1 400	
	1 400		
	1 600		
	6		
US (MHz)	7,5	7,5	
	9,7		
	12	12	12
	15		
	16,7	16,7	
	20		
	65	65	
UUS (MHz)	67		
	69	69	69
	71		
	73	73	

În unele cazuri, datorită fie ecranării insuficiente a aparatelor de măsurat și a radioreceptorului, fie sensibilității radioreceptorului, măsurările nu pot fi executate corect, indicația wattmetrului de ieșire fiind dată nu de semnalul aplicat, ci de semnalele parazite (posturi de emisie recepționate cu antena de ferită sau cu cadrul, perturbații industriale sau atmosferice etc.). În aceste cazuri, și în special pentru radioreceptoarele care dispun de antenă de ferită sau cadru și au o bună sensibilitate, este indicat ca măsurarea sensibilității să se facă într-o cameră ecranată (cușca Faraday). Pentru ca indicația de la ieșire să nu fie dată accidental de alte semnale (spre exemplu din suprapuneri între semnalul aplicat și semnalele parazite) este indicat să se monteze în paralel cu wattmetrul de ieșire și căști de control cu impedanța ridicată pentru a nu strica adaptarea.

● Prin **sensibilitate efectivă** sau **sensibilitate limitată la zgomot** (sensibilitate limitată), se înțelege nivelul minim de semnal aplicat la intrarea unui radioreceptor pentru care se obține puterea standard, la un anumit raport *semnal/zgomot*. Pentru măsurarea raportului *semnal/zgomot* se utilizează montajul din figura 15.1 sau figura 15.2. Măsurările se fac în modul următor :

— se acordă radioreceptorul în același mod ca și în cazul măsurării sensibilității ;

— se aplică din *GSS* un nivel de semnal de 5 mV sau, în ipoteza în care se cere executarea măsurării raportului semnal/zgomot la un alt nivel de semnal, la nivelul respectiv, reducîndu-se nivelul puterii de ieșire cu ajutorul potențiometrului de volum pînă se obține puterea nominală a radioreceptorului și apoi se taie modulația semnalului ;

— raportul în decibeli între nivelul puterii de ieșire cu și fără tensiunea de modulație reprezintă raportul *semnal/zgomot*.

Pentru măsurarea sensibilității limitate se va proceda în modul următor : se va măsura raportul *semnal/zgomot* pentru diverse nivele de semnal aplicat la intrare, începînd cu nivelul semnalului corespunzător sensibilității. Nivelul de semnal aflat prin încercări la care raportul *semnal/zgomot* este cel indicat va fi sensibilitatea limitată.

● Deoarece radioreceptoarele se mai utilizează și ca amplificatoare audio pentru *PU* sau magnetofon se mai definește și **sensibilitatea la bornele de PU**. Această sensibilitate se măsoară aplicînd semnal de *AF* dintr-un generator de *AF* sinusoidal la bornele de *PU*, radioreceptorul fiind comutat pe *PU*. Măsurarea puterii la ieșire se face utilizînd aceleași instrumente ca și în cazul măsurării sensibilității radioreceptorului. Se vor lua, de asemenea, precauții similare.

2. CARACTERISTICILE DE FRECVENȚĂ

● **Selectivitatea** analizează caracteristica de acord (în frecvență) a radioreceptorului în porțiunea din afara benzii de trecere.

Prin selectivitatea față de canalul adiacent se înțelege atenuarea introdusă de radioreceptor unui semnal a cărui frecvență purtătoare se află în canalul vecin canalului pe care este acordat radioreceptorul. Selectivitatea permite în consecință separarea canalelor de frecvență. Pentru *MA*, conform standardelor, lărgimea de bandă alocată unui canal este de 9 kHz, iar pentru *MF*, de 300 kHz.

Pentru măsurarea selectivităţii unui radioreceptor se pot utiliza două metode: metoda cu un semnal (v. fig. 15.1 şi 15.2) şi metoda cu două semnale (fig. 15.10).

Pentru măsurarea selectivităţii cu ajutorul metodei cu un singur semnal se procedează ca mai jos

— se măsoară sensibilitatea radioreceptorului la frecvenţa radio la care se va efectua măsurarea selectivităţii, conform celor indicate la măsurarea sensibilităţii;

— se variază frecvenţa de acord a *GSS* şi nivelul semnalului aplicat din *GSS* (cu ajutorul atenuatorului) astfel încît pentru fiecare frecvenţă

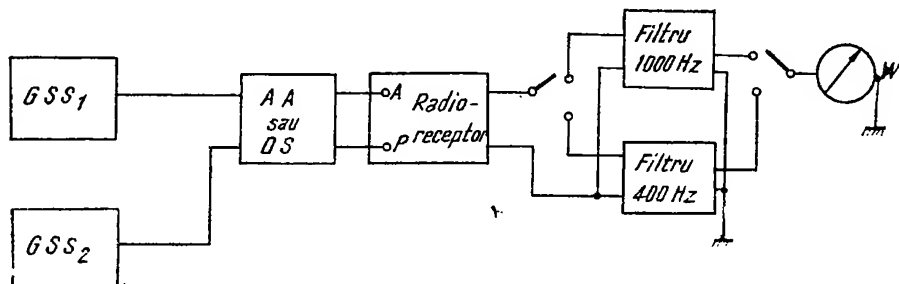


Fig. 15.10. Schema-bloc a instalaţiei de măsurare a selectivităţii unui radioreceptor utilizînd metoda cu două semnale.
Semnificaţia notaţiilor este aceeaşi ca în figura 15.1.

radio aplicată radioreceptorului să se obţină la wattmetrul de ieşire tot puterea standard. Frecvenţa va fi variată apoi pînă la un ecart de cel puţin două canale (pentru *MA* cel puţin ± 18 kHz, pentru *MF* cel puţin ± 600 kHz);

— se trasează într-un grafic curba tensiunilor aplicate la intrarea radioreceptorului în decibeli (nivelul de referinţă va fi corespunzător sensibilităţii radioreceptorului la frecvenţa centrală de acord) în funcţie de frecvenţa radio din *GSS*;

— selectivitatea faţă de canalul adiacent va fi atenuarea introdusă la un ecart ± 9 kHz pentru *MA* sau la ± 300 kHz pentru *MF* (se observă că se pot defini două selectivităţi, una la $+9$ kHz şi alta la -9 kHz);

— în cazul în care radioreceptorul are reglaje de selectivitate, selectivitatea se va măsura în poziţiile extreme ale acestor reglaje, indiferent de metoda utilizată pentru măsurare.

Măsurarea selectivităţii se va face de preferinţă la frecvenţele din grupa a II-a, conform tabelei 15.2 pentru fiecare subgamă sau cel puţin la 1 MHz pentru radioreceptoarele de tip superheterodină.

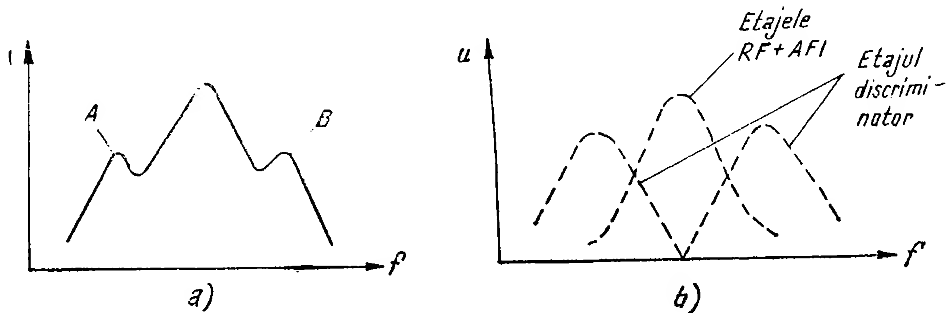
În cazul receptoarelor *MF*, caracteristica de acord ridicată cu ajutorul metodei cu un semnal apare ca în figura 15.11 datorită discriminatorului. În consecinţă, în jurul punctelor *A* şi *B* măsurarea selectivităţii se va face cu erori. Din acest motiv se utilizează pentru *MF* metoda celor două semnale care nu prezintă acest dezavantaj. Această metodă poate fi utilizată şi pentru receptoare *MA*.

Măsurarea selectivităţii cu ajutorul metodei celor două semnale se efectuează în modul următor:

— se măsoară sensibilitatea radioreceptorului folosind numai unul din generatoare, celălalt generator debitînd semnalul zero ;

— se taie modulaţia generatorului cu care s-a efectuat acordul şi se reglează frecvenţa radio a celui de-al doilea generator astfel încît să fie plasată în centrul canalului vecin. Semnalul din al doilea generator va fi modulat *MA* pentru radioreceptoare *MA* şi *MF* pentru radioreceptoare *MF* cu acelaşi grad (sau indice) de modulaţie ca şi primul generator ;

— se reglează nivelul celui de-al doilea generator astfel ca la ieşire să se obţină un nivel de putere corespunzător unei fracţiuni date din puterea standard (în general nivelul se ia egal cu puterea standard) ;



ig. 15.11. Caracteristica de acord a unui radioreceptor *MF* :
a — caracteristica globală ; *b* — caracteristica pe blocuri.

— se va verifica dacă nivelul puterii de ieşire cade la zero în lipsa modulaţiei semnalului (dacă nu apar suflu, zgomot de fond sau alte perturbaţii). În caz contrar se vor introduce filtre la ieşire acordate pe frecvenţa de modulaţie ;

— selectivitatea va fi dată de raportul în decibeli între nivelul semnalului celui de-al doilea generator şi primului generator.

Se observă că şi în acest caz se poate defini selectivitatea faţă de canalul adiacent superior sau inferior.

Cu această metodă se poate măsura selectivitatea atît pentru lanţul de *MF*, cît şi pentru cel de *MA*.

Măsurarea selectivităţii cu ajutorul primei metode nu va conduce la rezultate corecte dacă radioreceptorul dispune de un sistem de *RAF* foarte eficace, deoarece în acest caz radioreceptorul se va acorda imediat pe noua frecvenţă de acord aplicată, iar atunci cînd ecartul de frecvenţă va fi destul de mare pentru ca dispozitivul de *RAF* să nu mai poată compensa, dispozitivul va ieşi repede din funcţiune, radioreceptorul acordîndu-se pe o frecvenţă relativ mult în afara frecvenţei pe care era acordat atît timp cît dispozitivul de *RAF* funcţiona. Din acest motiv pentru măsurarea de selectivitate, fie dispozitivul de *RAF* va trebui scos din funcţiune, fie va fi utilizată metoda celor două semnale. Scoaterea din funcţiune a dispozitivului de *RAF* trebuie astfel executată încît să nu modifice alinierea circuitelor de *RF* (a oscilatorului local). În general, scoaterea din funcţiune se efectuează prin deconectarea discriminatorului de *RAF* de la etajele *AFI* şi conectarea lui la masă.

● **Fidelitatea** analizează caracteristica de acord a radioreceptorului în interiorul benzii transmise. Prin fidelitate se înţelege proprietatea unui radioreceptor de a amplifica uniform toate frecvenţele audio, abaterile de la această proprietate fiind cunoscute sub numele de distorsiuni de frecvenţă. Trebuie făcută distincţie între fidelitatea electrică (pentru care ieşirea este considerată la bornele secundarului transformatorului de ieşire) şi fidelitatea acustică. Ceea ce interesează în general este fidelitatea acustică. Deoarece măsurarea fidelităţii acustice impune utilizarea unei camere surde (anecoide), din lipsă de utilaj se renunţă în general la măsurarea fidelităţii acustice, măsurîndu-se numai fidelitatea electrică.

Pentru măsurarea fidelităţii acustice se procedează astfel:

— se introduce radioreceptorul într-o cameră surdă şi se montează un microfon (sau mai multe) de măsurat la o distanţă de 1 m de difuzor, realizîndu-se montajul din figura 15.12;

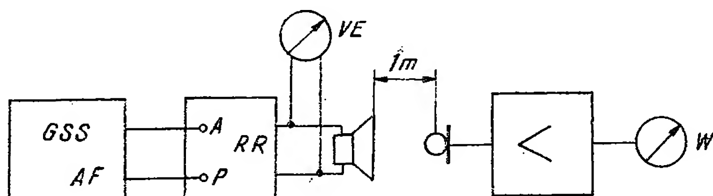


Fig. 15.12. Schema-bloc a montajului de măsurare a fidelităţii acustice.

— se aplică din *GSS* de *AF* un semnal sinusoidal de 1 000 Hz la bornele de *PU* ale radioreceptorului, acesta fiind comutat pe *PU* pînă cînd se obţine o putere acustică cu 15 dB sub nivelul puterii nominale a radioreceptorului. Se vor lua aceleaşi precauţii ca şi în cazul măsurării sensibilităţii la bornele de *PU*;

— se variază frecvenţa semnalului aplicat din *GSS* de la 10 Hz la 25 kHz, păstrîndu-se constant nivelul semnalului aplicat şi se trasează caracteristica puterii acustice în funcţie de frecvenţă;

— dacă în decursul măsurării pentru anumite frecvenţe nivelul puterii electrice de ieşire calculată cu relaţia $\frac{U^2_{v\,ef}}{Z_s} = P_{ies}$ în care Z_s este impedanţa difuzorului (sau difuzoarelor) la 1 000 Hz şi U_{vef} este tensiunea în volţi eficace indicată de voltmetrul electronic, va depăşi puterea normală a radioreceptorului, se va alege un nivel de referinţă cu 20 dB (sau 25 dB) sub puterea normală pentru $f = 1\,000$ Hz.

Fidelitatea acustică ţine seamă de caracteristica de frecvenţă a ansamblului difuzor (sau difuzoare)-casetă. Uneori, pentru radioreceptoarele de bună calitate, distorsiunile de frecvenţă introduse de ansamblul difuzor-casetă sînt compensate printr-o modificare judicioasă a fidelităţii electrice. Din acest motiv fidelitatea electrică nu reprezintă fidelitatea radioreceptorului decît în ipoteza în care ansamblul difuzor-casetă ar avea o fidelitate ideală (caracteristică de frecvenţă plată pentru întreaga gamă de frecvenţe de lucru).

Fidelitatea electrică poate fi măsurată pentru întreg lanţul de recepţie sau numai pentru etajele de *AF*. Măsurînd fidelitatea electrică numai pen-

tru etajele *AF* şi cunoscînd fidelitatea acustică se poate deduce apoi caracteristica de frecvenţă a ansamblului difuzor-casetă.

Pentru măsurarea fidelităţii electrice a părţii de *AF* se utilizează un montaj ca în figura 15.13.

Pentru măsurare se procedează astfel :

— se reglează wattmetrul de ieşire *W* astfel încît să aibă aceeaşi impedanţă de intrare ca şi difuzorul (sau ansamblul de difuzoare) radioreceptorului ;

— se pune în funcţiune radioreceptorul şi se aşază controlul de volum în poziţia corespunzătoare volumului maxim ;

— se pun controalele de ton în poziţiile extreme (bandă maximă şi, pentru o altă măsurare, bandă minimă) ;

— se aplică din *GSS* tensiune audio pe 1 000 Hz pînă cînd la ieşire se obţine o putere cu 10 (sau 15) dB sub nivelul puterii nominale a radioreceptorului ;

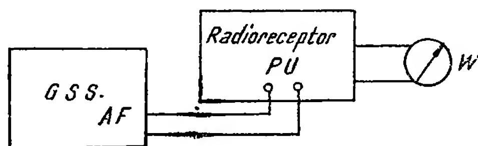


Fig. 15.13. Schema-bloc a montajului de măsurare a fidelităţii electrice a unui radioreceptor la bornele *PU*.

— se variază frecvenţa *GSS*-ului păstrîndu-se nivelul acestuia constant şi se înscriu nivelele puterii de ieşire corespunzătoare diverselor frecvenţe aplicate ;

— dacă pentru anumite frecvenţe nivelul puterii la ieşire depăşeşte puterea nominală a radioreceptorului se va lua în consideraţie pentru frecvenţa centrală (800 Hz sau 1 000 Hz) un nivel de referinţă mai redus decît 15 dB faţă de puterea nominală (20—25 dB) ;

— datele obţinute se trec într-un grafic care reprezintă caracteristica de frecvenţă a etajelor de *AF*.

În cazul lanţului *MA*, fidelitatea mai depinde şi de banda de trecere a radioreceptorului. În consecinţă, fidelitatea întregului radioreceptor va fi de obicei mai redusă decît fidelitatea la bornele de *PU*.

În cazul lanţului *MF* fidelitatea pentru întreg radioreceptorul va depinde de circuitul de accentuare, deci şi în acest caz vor exista diferenţe între fidelitatea la bornele de *PU* şi fidelitatea pentru întregul radioreceptor.

Pentru măsurarea fidelităţii pentru întregul radioreceptor pe lanţul *MA* se va proceda astfel :

— reglajele manuale ale radioreceptorului se pun în aceeaşi poziţie ca şi în cazul măsurării sensibilităţii ;

— se acordă radioreceptorul pentru frecvenţa radio pe care se va face măsurarea fidelităţii ;

— se aplică la intrare un nivel de semnal de *RF* de 5 mV modulat cu 1 000 Hz cu un grad de modulaţie de 30% ;

— se reduce nivelul puterii la ieşire cu ajutorul controlului de volum a receptorului pînă la 10—15 dB sub puterea nominală a radioreceptorului ;

— se variază frecvenţa audio de modulaţie în toată banda audio, păstrîndu-se constant gradul de modulaţie ;

— se trec într-un grafic valorile corespunzătoare puterii de ieşire pentru fiecare frecvenţă audio de modulaţie.

În cazul măsurării fidelității pentru lanțul *MF* se procedează în același fel ca și în cazul măsurării fidelității pentru lanțul *MA*, cu următoarele excepții :

— semnalul aplicat va fi *MF* cu o deviație de frecvență de 15 kHz ;

— după obținerea caracteristicii de fidelitate, aceasta va trebui să fie corectată ținînd seamă de caracteristica circuitului de accentuare a postului de emisie *MF* (neinclusă în lanțul de măsurare) sau să se includă acest circuit de accentuare în lanțul de măsurare.

În figura 15.14 se arată modul cum trebuie conectat circuitul de accentuare în lanțul de măsurare.

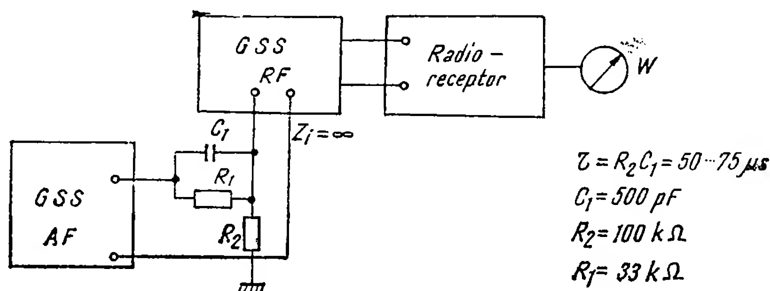


Fig. 15.14. Schema-bloc de măsurare a fidelității electrice a unui radioreceptor pe lanțul de *MF*.

Metode dinamice. Caracteristica de acord a radioreceptorului și caracteristica de frecvență a etajelor de *AF* a radioreceptorului mai pot fi ridicate și direct, cu ajutorul metodelor dinamice. Pentru ridicarea caracteristicii de acord a radioreceptorului se va utiliza un selectograf sau un vobulator (fig 15.15), procedîndu-se astfel

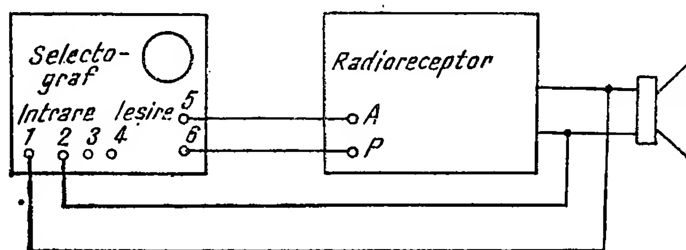


Fig. 15.15. Schema-bloc de ridicare a caracteristicii de acord a unui radioreceptor cu selectograful.

— se acordă radioreceptorul pe frecvența radio la care se efectuează măsurarea și se fixează poziția reglajelor manuale ca și în cazul măsurării fidelității prin metodele de mai înainte ;

— se reglează selectograful pe frecvența de lucru și se potrivește deviația de frecvență de baleiaj de 20—50 kHz pentru *MA* sau 500 kHz 1MHz pentru *MF*;

— se cuplează cordonul de intrare în selectograf la ieșirea radioreceptorului iar cordonul emițător de ieșire se montează la bornele antenă-pămînt ale radioreceptorului;

— pe ecranul osciloscopului din selectograf va apărea caracteristica de acord a radioreceptorului după reglajul selectografului pe frecvența de acord a radioreceptorului;

— pentru gradarea scării în frecvență se utilizează markeri de frecvență cunoscută (fig. 15.16).

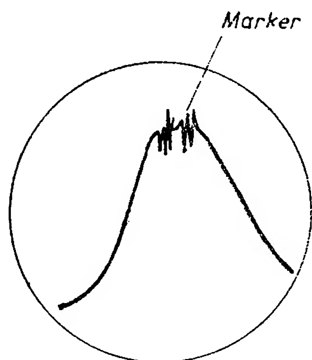


Fig. 15.16. Caracteristica de acord care apare pe ecranul selectografului peste care s-a suprapus markerul.

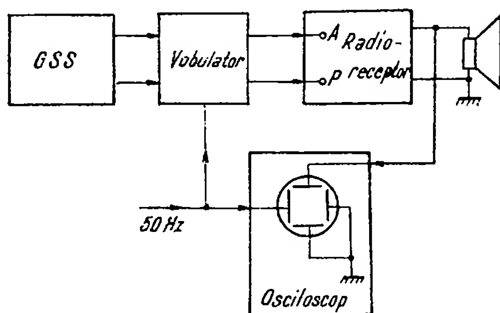


Fig. 15.17. Schema-bloc pentru ridicarea caracteristicii de acord a unui radioreceptor utilizînd vobulatorul.

Pentru alte tipuri de selectografe markerul este realizat prin comutare, pe ecran apărînd caracteristica de acord a unui circuit simplu acordat a cărui frecvență de acord este cunoscută (frecvența de acord este indicată pe un tambur gradat al condensatorului de acord). Pentru gradarea scării în amplitudine se utilizează atenuatoarele de care dispune selectograful (va trebui să se țină seamă de faptul că, atît în frecvență cît și în amplitudine, scările nu sînt liniare de obicei dar nici logaritmice, așa cum apar de obicei scările caracteristicilor de acord).

Dacă nu se dispune de un selectograf pentru ridicarea caracteristicii de acord se poate utiliza și montajul din figura 15.17, în care selectograful a fost înlocuit cu un vobulator, un osciloscop și un generător de semnale standard de *RF*.

Metodele dinamice sînt mai operative, însă necesită aparatură mai complicată și conduc la valori cifrice mai puțin precise.

O altă metodă dinamică pentru analiza calitativă a caracteristicii de frecvență în audio, fie a etajelor de *AF*, fie a întregului radioreceptor, este și metoda aplicării unor impulsuri de forme convenabile și studierii deformării acestor impulsuri la ieșire, prin intermediul analizei Fourier. Astfel, pentru etajele *AF* caracteristica de frecvență poate fi apreciată calitativ utilizînd schema din figura 15.18.

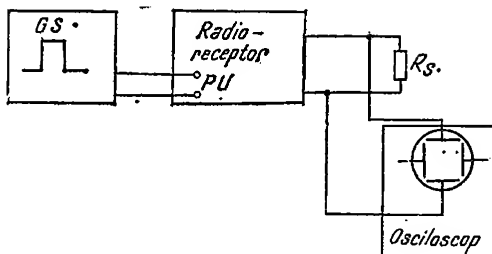


Fig. 15.18. Schema-bloc pentru analiza regimului tranzitoriu al etajelor de *AF* a unui radioreceptor; *GSD* — generator de semnale dreptunghiulare.

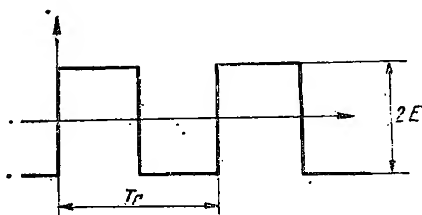


Fig. 15.19. Semnal dreptunghiular pentru verificarea regimului tranzitoriu al etajelor de *AF*

Deoarece un impuls dreptunghiular (fig. 15.19) de amplitudine E şi frecvenţă de recepţie $f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{\omega_r}{2\pi}$ poate fi descompus în serie Fourier conform relaţiei :

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega_r t + \frac{1}{3} \sin 3\,\omega_r t + \frac{1}{5} \sin 5\,\omega_r t +$$

$$+ \frac{1}{7} \sin 7\,\omega_r t + \qquad + \frac{1}{n} \sin n\,\omega_r t.$$

Rezultă că neglijînd armonicile a căror amplitudine este mai mică decît 1/10 din amplitudinea fundamentalei se vor putea considera numai primele 9 armonici. În acest caz banda de frecvenţă ocupată de aceste armonici va fi de aproximativ $9 f_r - f_r = 8 f_r$. Printr-o alegere judicioasă a frecvenţei de repetiţie impulsul dreptunghiular se va plasa într-o anumită regiune a caracteristicii de frecvenţă. Astfel, dacă $f_r = 1$ kHz, banda ocupată va fi de la 1kHz la 9 kHz, iar dacă $f_r = 2$ kHz, banda ocupată va fi de la 2kHz la 18 kHz. Se poate spune că aplicarea unui impuls este echivalentă cu aplicarea simultană a unor semnale sinusoidale al căror număr, frecvenţă, fază şi amplitudine este conform cu spectrul impulsului. Ştiind că impulsurile dreptunghiulare îşi schimbă forma atunci cînd spectrul impulsului este distorsionat, se poate aprecia forma caracteristicii de frecvenţă în banda de frecvenţă ocupată de spectrul impulsului. În tabela 15.3 sînt indicate formele de undă la ieşirea unui amplificator de *AF* pentru diferite forme ale caracteristicii de frecvenţă ale acestui amplificator în bandă de frecvenţă ocupată de spectrul impulsului.

Avantajul utilizării impulsurilor în verificarea funcţionării etajelor de *AF* ale radioreceptoarelor îl constituie faptul că simultan cu aprecieri calitative asupra caracteristicii de frecvenţă (şi fază) a etajelor de *AF* se obţine şi răspunsul acestora în regim tranzitoriu. Cunoscînd forma de undă a impulsului aplicat la intrare şi forma de undă a impulsului rezultat la ieşirea amplificatorului de *AF* se poate deduce forma caracteristicii de frecvenţă. În acest scop se va calcula utilizînd descompunerea în serie Fourier atît spectrul impulsului aplicat la intrare, cît şi cel al impulsului rezultat la ieşire. Comparînd cele două spectre rezultă care din frecvenţele componente ale spectrului şi-au modificat amplitudinea şi astfel prin raportarea

Caracteristica de frecvență a AAF în banda ocupată de spectrul impulsului dreptunghiular aplicat.	Forma de undă la ieșirea amplificatorului
U, f, f_1, f_2	U, t
U, f, f_1, f_2	U, t
U, f, f_1, f_2	U, t
U, f, f_1, f_2	U, t

spectrului de ieșire la cel de intrare rezultă caracteristica de *AF* în banda ocupată de spectrul impulsului. Se poate considera că fiecare frecvență componentă a spectrului impulsului aplicat la intrare trece independent de celelalte frecvențe prin amplificatorul de *AF* dacă acesta este liniar. În consecință, se poate calcula mărimea amplificării pentru fiecare frecvență în parte și de aici rezultă caracteristica de frecvență.

DISTORSIUNILE DE NELINIARITATE

Prin distorsiuni de neliniaritate se înțelege denaturarea spectrului de audiofrecvență original al semnalului recepționat prin introducerea unor frecvențe străine. Distorsiunile de neliniaritate vor fi date de raportul între puterea frecvențelor nou introduse și puterea semnalului inițial. Distorsiunile de neliniaritate sînt datorate neliniarităților caracteristicilor diverselor etaje componente ale radioreceptorului. Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate se face utilizînd un semnal standard de *RF* modulat cu o singură frecvență (așa cum s-a procedat și în măsurarea de sensibilitate sau fidelitate). Pentru măsurarea distorsiunilor de neliniaritate se utilizează schema din

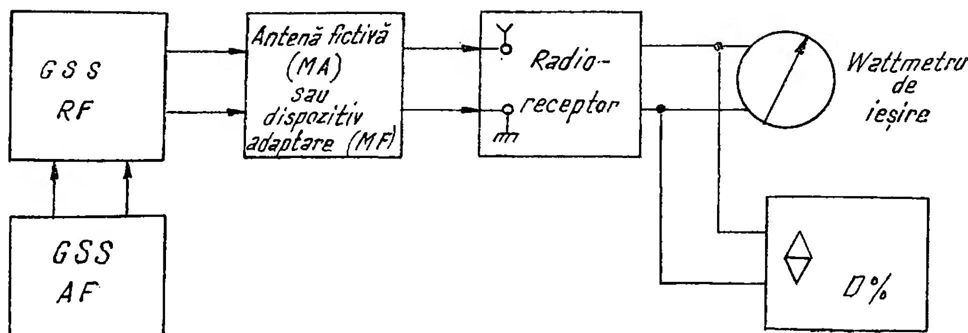


Fig. 15.20. Schema-bloc pentru măsurarea distorsiunilor de neliniaritate ale unui radioreceptor pentru întreg lanțul.

figura 15.20. Măsurarea poate fi efectuată fie asupra întregului radioreceptor, fie numai asupra etajelor de AF (la bornele de PU).

În cazul în care măsurarea se execută pe întregul radioreceptor se procedează în modul următor :

— se acordă radioreceptorul pe frecvența de măsurare (în general măsurarea se face la frecvențele din grupa a 3-a) în același mod ca și în cazul măsurării sensibilității ;

— se aplică din GSS un semnal cu un nivel de 5mV (cu $m = 30\%$ pentru lanțul MA și cu $\Delta f=15$ kHz pentru lanțul MF, cu o frecvență de modulație de 800 Hz sau 1kHz) și se reduce nivelul din potențiometrul de volum pînă cînd la ieșire se obține puterea nominală a radioreceptorului ;

— se echilibrează puntea de distorsiuni pînă la obținerea indicației minime și apoi se comută pe măsurarea distorsiunilor, aducîndu-se cu ajutorul butoanelor pe care se citește direct coeficientul de distorsiuni de neliniaritate acul indicator al instrumentului la indicația inițială din momentul comutării. Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate se citește direct din poziția butoanelor.

De obicei, măsurarea distorsiunilor de neliniaritate pentru radioreceptoarele de calitate redusă se efectuează la o singură frecvență audio (800 sau 1 000 Hz), iar pentru radioreceptoarele de clasa I sau a II-a la mai multe frecvențe din banda audio.

Aceste frecvențe se aleg astfel încît să cuprindă o cît mai mare porțiune din banda audio transmisă. Măsurarea se face atît pentru lanțul de AF, cît și pentru întregul radioreceptor.

În cazul măsurării numai pe lanțul de AF, măsurarea se efectuează conform schemei din figura 15.21.

Factorul de distorsiuni de neliniaritate se poate calcula utilizînd relația :

$$\delta = \frac{\sum_{i=2}^{n} \sqrt{A_i^2}}{A_1},$$

în care :

A_1 este amplitudinea semnalului aplicat ;

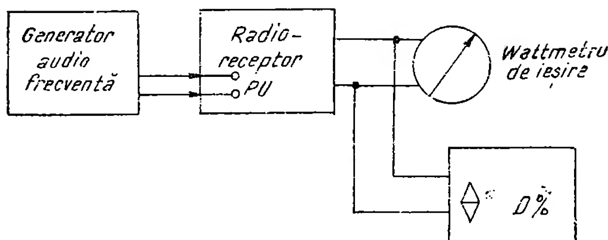


Fig. 15.21. Schema-bloc pentru măsurarea distorsiunilor de neliniaritate a etajelor de *AAF* dintr-un radioreceptor.

$A_2, A_3, A_i, \ldots, A_n$ sînt amplitudinile armonicilor generate de neliniaritatea etajelor radioreceptorului.

În această relaţie însă pot interveni şi frecvenţe nedatorate neliniarităţii etajelor, cum ar fi de exemplu zgomotul de fond datorat tensiunilor de alimentare incorect filtrate. De asemenea, se mai poate întîmpla ca să apară în etaje zgomote datorite spre exemplu cuplajelor parazite între circuitele de semnal şi circuitele de alimentare a filamentelor sau, datorită tendinţelor de autooscilaţie, interferenţelor etc. În acest caz coeficientul de distorsiuni de neliniaritate va fi crescut în mod artificial. Cunoscînd coeficientul de distorsiuni de neliniaritate pentru mai multe frecvenţe din banda audio se poate alcătui un grafic al variaţiei distorsiunilor de neliniaritate în funcţie de frecvenţă, aşa cum este indicat în figura 15.22.

Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate mai depinde şi de indicele de modulaţie. Pentru indici mari de modulaţie distorsiunile cresc foarte mult. Se poate indica o caracteristică a variaţiei distorsiunilor în funcţie

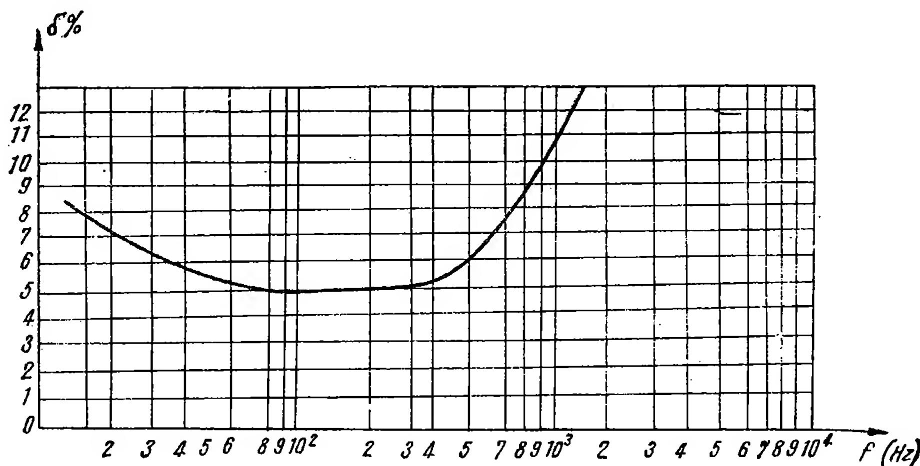


Fig. 15.22. Exemplu de variaţie a coeficientului de distorsiuni de neliniaritate în funcţie de frecvenţă în banda audio.

de indicele de modulaţie procedînd la fel ca şi pentru măsurarea distorsiunilor, dar crescînd indicele de modulaţie. Prin semnal maxim utilizabil se înţelege semnalul cel mai mare care poate fi aplicat la intrarea unui radioreceptor cu un indice de modulaţie de 80 % pentru care distorsiunile de neliniaritate nu depăşesc 10 %.

4. PĂTRUNDERILE

În cazul unui radioreceptor cu schimbare de frecvenţă, frecvenţa intermediară trebuie rejectată la intrarea radioreceptorului, deoarece în caz contrar semnalul corespunzător va fi recepţionat, indiferent de poziţia butoanelor de acord. Raportul exprimat în decibeli, între nivelele semnalelor de frecvenţă intermediară şi de acord necesare pentru a se obţine puterea standard la ieşire în condiţiile sensibilităţii maxime, se numeşte pătrundere pe frecvenţa intermediară. Pentru radioreceptoarele *MA*, frecvenţa de acord la care se efectuează măsurarea pătrunderii pe *FI* se alege fie în gama de *UM* la frecvenţa minimă din gamă, fie în gama de *UL* la frecvenţa maximă din gamă, deoarece frecvenţa intermediară este cea mai apropiată de aceste frecvenţe.

Pentru *măsurarea pătrunderii pe frecvenţa intermediară* se va proceda astfel (v. fig. 15.1 sau 15.2):

— se acordă radioreceptorul pe frecvenţa radio de acord la care se efectuează măsurarea pătrunderii pe *FI*, în acelaşi mod ca şi în cazul măsurării sensibilităţii, măsurîndu-se sensibilitatea pe respectiva frecvenţă radio ;

— se acordă apoi *GSS*-ul pe frecvenţa intermediară a radioreceptorului şi se creşte nivelul aplicat din *GSS* pînă cînd se obţine la ieşirea radioreceptorului puterea standard ;

— raportul în decibeli între nivelul semnalului de *FI* şi nivelul semnalului pe frecvenţa de acord reprezintă pătrunderea pe *FI*.

Pătrunderea pe *FI* depinde de calităţile circuitelor de rejecţie a frecvenţei intermediare din etajele de *RF* sau circuitele de intrare a radioreceptorului, de caracteristica de sensibilitate a radioreceptorului în gama de undă la care se execută măsurarea precum şi de tipul de antenă artificială, cu care se execută măsurarea. Modificarea elementelor antenei artificiale faţă de schemele indicate în figurile 15.3 , 15.4, 15.5, 15.6 poate duce la obţinerea unor rezultate mult diferite ale măsurărilor faţă de cele obţinute în ipoteza utilizării unei antene artificiale adecvate.

Măsurarea pătrunderii pe frecvenţa imagine se efectuează în modul următor (v. fig. 15.1):

— se acordă radioreceptorul ca şi în cazul măsurării sensibilităţii pe frecvenţa pe care se execută măsurarea, măsurîndu-se sensibilitatea la acea frecvenţă ; atît pentru radioreceptoarele *MA* cît şi pentru cele *MF* măsurarea se execută în fiecare gamă de undă la frecvenţa maximă din gamă (deoarece la această frecvenţă pătrunderea pe frecvenţa imagine este cea mai mare) ;

— se acordă *GSS*-ul pe frecvenţa imagine, crescîndu-se nivelul pînă cînd se obţine la ieşirea radioreceptorului puterea standard ;

— raportul în decibeli între nivelul semnalului imagine şi nivelul semnalului pe frecvenţa radio de acord reprezintă pătrunderea pe frecvenţa

imagine. Pătrunderea pe frecvenţa imagine depinde de factorii de calitate ai circuitelor acordate pe frecvenţa de semnal, precum şi de numărul şi schema de principiu a acestor circuite.

Atenuarea modulaţiei parazitare de amplitudine. În cazul radioreceptoarelor *MF* un semnal a cărui frecvenţă radio cade în gama recepţionată, dar este modulat în amplitudine nu trebuie să ajungă la ieşirea radioreceptorului datorită existenţei etajelor sau circuitelor de limitare *MA*. În cazul unei proaste funcţionări a acestor etaje, semnalul *MF* va apărea la ieşire distorsionat datorită suprapunerii semnalului parazit *MA*. Atenuarea modulaţiei parazitare de amplitudine exprimă efectul nedorit al pătrunderii în circuitul de ieşire al unui radioreceptor *MF*, al unui semnal *MA* odată cu semnalul dorit *MF*. Măsurarea se va efectua astfel (v. fig. 15.1):

— se consideră un semnal de *RF* de 1,1 mV dublu modulat (*MA* cu $m = 30\%$ cu 1 kHz şi *MF* cu $\Delta f = 15$ kHz cu 400 Hz); măsurarea se va face pe frecvenţele din grupa a III-a;

— se acordă radioreceptorul *MF*, filtrul de la ieşire fiind comutat pe 400 Hz;

— se comută apoi filtrul pe 1 kHz şi se recordează radioreceptorul astfel ca indicaţia obţinută la ieşire să fie minimă (reacordarea este necesară deoarece nu totdeauna circuitele etajului demodulator sînt simetrice);

— raportul în decibeli între nivelul puterii la ieşire pe 400 Hz (*MF*) şi pe 1 kHz (*MA*) reprezintă pătrunderea modulaţiei parazitare de amplitudine pe lanţul de *MF*.

Caracteristica de limitare a modulaţiei parazite de amplitudine. Această caracteristică poate fi exprimată prin variaţia raportului tensiunilor la ieşirea radioreceptorului corespunzător respectiv semnalului modulat în

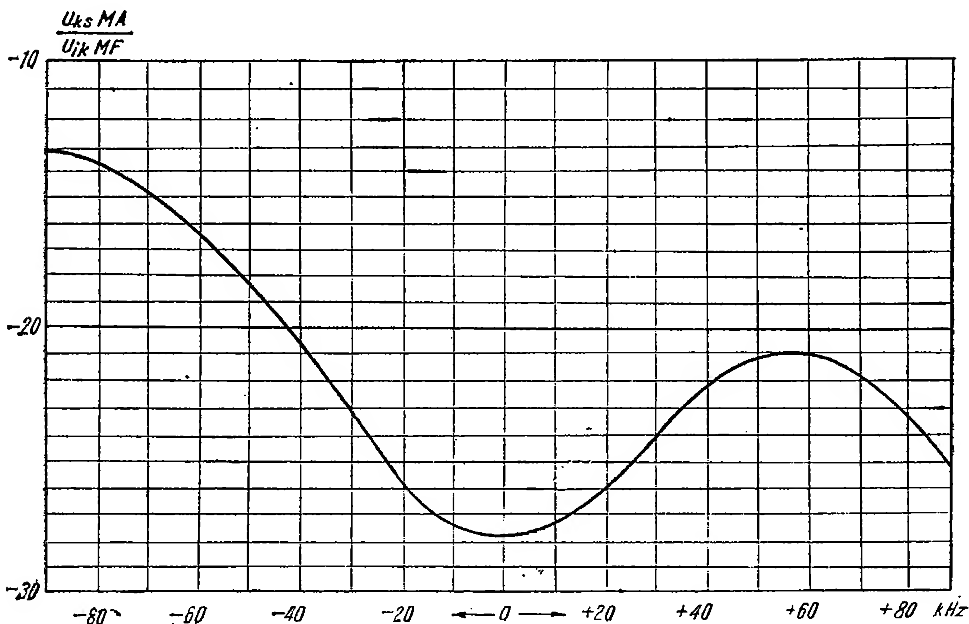


Fig. 15.23. Un exemplu de caracteristică de limitare a modulaţiei de amplitudine.

amplitudine şi celui modulat în frecvenţă, în funcţie de dezacordul semnalului la intrare. Ridicarea acestei caracteristici se face astfel (v. fig. 15.1)

— se acordă radioreceptorul pe frecvenţa de măsurat (din grupa a III-a) în acelaşi mod ca şi în cazul măsurării sensibilităţii; se aplică la intrare un semnal *MA-MF* ca şi în cazul măsurării atenuării modulaţiei parazite *MA*, cu un nivel de semnal de 500 μV_{ef} şi se reglează potenţiometrul de volum al radioreceptorului pînă se obţine la ieşire puterea standard pentru semnalul cu *MF*;

— se comută filtrul de la ieşire pe *MA* (1 kHz) şi se citeşte nivelul puterii de ieşire;

— pentru diverse valori ale dezacordului semnalului de *RF* se citeşte puterea de ieşire pe *MA*, după ce în prealabil din potenţiometrul de volum al radioreceptorului nivelul puterii de ieşire pe *MF* a fost adus la puterea standard;

— valorile obţinute se trec într-un grafic, ca în figura 15.23;

— măsurările se efectuează pînă la un dezacord maxim de $\pm$ 80 kHz.

Caracteristica de limitare dă indicaţii asupra simetriei în c.a. a etajului demodulator *MF*.

REACŢIA ACUSTICĂ (MICROFONIA)

Microfonia este provocată de amorsarea unor oscilaţii de frecvenţă acustică datorită acţiunii difuzorului asupra celorlalte părţi ale radioreceptorului. Reacţia acustică poate apărea datorită cuplajului între difuzor şi etajele de *AF* (în care caz este independentă de existenţa sau inexistenţa purtătoarei de *RF* aplicate la intrarea rdioreceptorului), sau datorită cuplajului cu etajele de *RF* (sau *FI*) şi atunci microfonia este dependentă de existenţa purtătoarei de *RF* aplicată la intrarea radioreceptorului. Pentru aprecierea reacţiei acustice în etajele de *AF* se plasează controalele de volum şi ton pe poziţiile extreme (maximum de volum şi bandă) şi se lovesc uşor diversele părţi ale radioreceptorului (difuzorul fiind conectat). În ipoteza existenţei unui picup inclus (montat pe aceeaşi casetă) se plasează acul pe o placă, aşezată pe platou, acesta nefiind pus în mişcare. În acest caz există o poziţie a reglajului de volum începînd de la care apar autooscilaţii (sunete). Raportul între sensibilitatea la bornele de *PU* şi sensibilitatea la aceleaşi borne cu reglajul de volum în poziţia începînd de la care apare tendinţa de microfonie dă o indicaţie asupra reacţiei acustice pentru etajele de *AF*.

În cazul reacţiei acustice pentru etajele de *RF* se procedează astfel:

— se plasează indicatorul de acord la frecvenţa maximă din cadrul gamei de undă pe care se face măsurarea;

— se acordă *GSS*-ul pe această frecvenţă şi se fixează reglajele radioreceptorul în poziţie maximă (ca şi în cazul măsurării sensibilităţii), reducîndu-se din potenţiometrul de volum pînă se obţine puterea maxim utilizabilă a radioreceptorului (cu difuzorul conectat);

— se creşte nivelul semnalului aplicat la 5 mV şi se taie modulaţia;

— se variază apoi uşor acordul radioreceptorului şi se loveşte uşor pînă cînd apar autooscilaţii; dacă autooscilaţiile apar, se reduce nivelul din potenţiometrul de volum, căutîndu-se să se ajungă la pragul de amorsare a oscilaţiilor (se obţine astfel poziţia critică a potenţiometrului de volum);

— în această situaţie se reacordează radioreceptorul (fără a se modifica poziţia potenţiometrului de volum sau nivelul semnalului) şi se creşte indicele de modulaţie pînă se obţine acelaşi nivel al puterii de ieşire ;

— raportul între indicele iniţial de modulaţie şi indicele de modulaţie astfel determinat este considerat ca o măsură a reacţiei acustice.

Un radioreceptor foarte bun nu trebuie să prezinte reacţie acustică, chiar dacă reglajele de volum şi ton sînt plasate în poziţia de maximum.

Reacţia acustică depinde de stabilitatea mecano-electrică a pieselor componente ale radioreceptorului.

6. EFICACITATEA DISPOZITIVELOR DE REGLAJ AUTOMAT

Pentru a se verifica buna funcţionare a dispozitivelor de reglaj automat (*RAA*, *RAF* etc.) din radioreceptor se poate măsura eficacitatea acestor dispozitive.

Pentru a măsura eficacitatea *RAA*-ului se procedează astfel

— se acordă radioreceptorul ca şi în cazul măsurării sensibilităţii (măsurarea se efectuează la frecvenţele din grupa a III-a) ;

— se aplică un semnal maxim din *GSS* (0,1 V) şi se reglează potenţiometrul de volum al radioreceptorului astfel ca la ieşire să se obţină puterea nominală a radioreceptorului ;

— se reduce nivelul semnalului aplicat la intrare pînă cînd nivelul puterii la ieşire va varia cu 10 dB.

Raportul în decibeli între nivelele de semnal aplicate la intrare astfel încît la ieşire să se obţină o variaţie de 10 dB constituie eficacitatea *RAA*-ului.

Eficacitatea *RAA*-ului depinde de numărul de tuburi sau tranzistoare comandate de tensiunea de *RAA*, precum şi de amplificările obţinute cu aceste tuburi. În cazul receptoarelor *MF* eficacitatea *RAA*-ului depinde şi de caracteristica de limitare a etajelor limitatoare de amplitudine.

Pentru măsurarea eficacităţii *RAF*-ului se procedează astfel :

— se acordă radioreceptorul ca şi în cazul măsurării sensibilităţii (măsurarea se va face la frecvenţele din grupa a III-a) ;

— se aplică apoi un nivel de semnal de 50 mV şi se reduce volumul din reglajul manual de volum al radioreceptorului astfel încît să se obţină o putere cu 10 dB mai redusă decît puterea nominală ;

— se dezacordează *GSS* variind cît mai fin şi mai încet frecvenţa de acord într-un sens pînă cînd nivelul puterii de ieşire scade brusc datorită ieşirii din plaja de funcţionare a dispozitivului de *RAF* ; se determină frecvenţa radio de prag atît pentru dezacordurile într-un sens cît şi pentru dezacordurile în celălalt sens (pentru mărirea preciziei măsurărilor se repetă de mai multe ori, luîndu-se media valorilor) ;

— se reduce nivelul semnalului aplicat la intrare la 5 mV şi se repetă operaţia precedentă determinîndu-se astfel plaja de funcţionare a dispozitivului de *RAF* la două nivele de semnal. Raportul acestor plaje de frecvenţă constituie eficacitatea *RAF*-ului.

Eficacitatea *RAF*-ului depinde de schema de principiu utilizată. În general nu se alege o eficacitate prea ridicată întrucît în acest caz radioreceptorul nu va mai recepţiona decît posturile cu nivel de semnal mare în antenă.

Utilizînd metode similare se poate măsura și eficacitatea dispozitivului de fidelitate automată. Măsurarea presupune măsurări de fidelitate, pentru diverse nivele de semnal de *RF* aplicate la intrare, la fel ca și în cazul eficacității *RAF*-ului.

STABILITATEA RADIORECEPTORULUI

Stabilitatea radioreceptorului poate fi pusă în evidență în general prin măsurarea variațiilor performanțelor radioreceptorului în timp, provocate în general de variațiile temperaturii (piesele radioreceptorului se încălzesc în timpul funcționării datorită disipației în rezistențe) sau a tensiunilor de alimentare. Pentru un radioreceptor cu reacție se va măsura fuga pragului de intrare în acroș (în autooscilație) la nivel de semnal corespunzător sensibilității maxime (la pragul de autooscilație) în timp și datorită variației tensiunilor de alimentare. Măsurarea se va efectua astfel :

— se acordă radioreceptorul pe frecvența maximă de lucru (spre exemplu, frecvența maximă din cadrul gamei de *US* dacă radioreceptorul are gamă de *US*) și se aduce în prag de autooscilație (la sensibilitate maximă) ;

— în cazul în care se măsoară alunecarea pragului de autooscilație cu variația tensiunii de rețea se variază această tensiune cu $\pm$ 10 %, iar în cazul în care se măsoară alunecarea pragului de autooscilație cu temperatura se crește temperatura mediului ambiant pînă la + 55°C $\pm$ 2°C (temperatură uscată) ;

— se gradează butonul de reglaj al nivelului de reacție astfel încît să se cunoască variația impedanței elementului de reglaj în funcție de unghiul de rotație ;

— se stabilesc noile praguri de intrare în autooscilație prin modificarea elementului de reglaj manual al nivelului de reacție și prin refacerea acordului astfel încît să se obțină sensibilitatea maximă.

Variația procentuală a nivelului reacției exprimă *coeficientul de alunecare*. O alunecare mare poate fi cauzată de un cuplaj mare între elementul amplificator și circuitul acordat din etajul demodulator cu reacție.

Într-un mod oarecum similar se măsoară și fuga frecvenței oscilatorului local într-un radioreceptor superheterodină. Pentru măsurare se va proceda ca mai jos :

— se acordă radioreceptorul pe frecvența maximă de lucru ca și în cazul măsurării sensibilității și se taie modulația GSS-ului ;

— se cuplează slab un genertor auxiliar și un detector de interferență în anodul tubului convertor și se variază frecvența generatorului auxiliar pînă se obține interferența nulă cu frecvența intermediară ;

— pentru măsurarea alunecării frecvenței oscilatorului local cu tensiunea de rețea se variază tensiunea de rețea cu $\pm$ 10 %, iar pentru măsurarea alunecării cu temperatura se crește temperatura pînă la + 55°C $\pm$ $\pm$ 2°C (temperatura uscată);

— se readuce de fiecare dată frecvența generatorului auxilar astfel încît să se obțină interferența nulă (zero beat).

Variația procentuală a frecvenței generatorului auxiliar (adică diferențele frecvențelor citite la generatorul auxiliar raportate la frecvența inițială) reprezintă alunecarea frecvenței oscilatorului local.

În afara măsurătorilor indicate mai sus asupra unui radioreceptor mai pot fi executate și alte măsurări expuse în cele ce urmează.

a. Performanțele energetice

● Puterea S absorbită din rețea (puterea aparentă) se măsoară prin introducerea în serie cu rețeaua a unui ampermetru pe care se va citi curentul I absorbit, tensiunea U a rețelei fiind cunoscută.

Puterea aparentă se determină cu ajutorul relației :

$$S = UI\ [VA].$$

În cazul unui radioreceptor alimentat din baterii se va proceda în același mod, puterea fiind exprimată însă prin relația :

$$P = \sum_{i=1}^{n} U_i I_i$$

unde i indică faptul că pot exista mai multe baterii de alimentare (una în circuitul de filament și alta în circuitul anodic, spre exemplu).

● Puterea maximă de ieșire (W) este puterea maximă pe care o poate debita radioreceptorul pentru un semnal suficient de mare și ales convenabil ca nivel (la un nivel foarte mare al semnalului, puterea de ieșire scade în general datorită limitărilor, deoarece la nivel mare de putere caracteristica amplitudine-amplitudine nu mai este liniară).

● Puterea reziduală de ieșire este puterea la ieșirea radioreceptorului măsurată cu reglajul manual de volum la minimum atunci vînd la intrarea radioreceptorului (în antenă) se introduce un semnal puternic (1 V modulat standard). Valoarea puterii reziduale de ieșire depinde de valoarea rezistenței de închidere a potențiometrului de volum precum și de eventualele cuplaje parazite care duc la apariția semnalului la ieșire.

b. Radiația oscilatorului local

Radiația oscilatorului local se exprimă prin tensiunea de *RF* care apare la bornele antenă-pămînt sau între rețeaua de distribuție și pămînt (pentru radioreceptoarele care alimentează rețele de radioficare spre exemplu) în condițiile normale de funcționare. Măsurarea se execută astfel :

— se pune radioreceptorul în funcțiune și se reglează controalele astfel încît să se obțină radiația maximă;

— se măsoară cu un voltmetru selectiv de impedanță suficient de mare tensiunea de *RF* dintre bornele antenă și pămînt pe frecvențele din grupa a III-a ; se măsoară astfel radiația oscilatorului local prin antenă, utilizîndu-se schema din figura 15.24, *a* ;

— între bornele antenă și pămînt se montează o rețea fictivă (fig. 15.25) iar între receptor și rețeau reală se montează rețeaua de sarcină (fig. 15.26).

Fig. 15.24. Schema-bloc pentru măsurarea radiației prin antenă (*a*) și rețea (*b*) a unui radioreceptor.

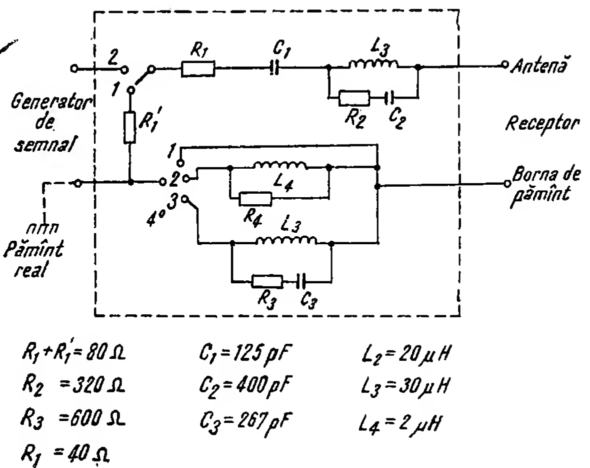


Fig. 15.25. Schema de principiu a rețelei fictive.

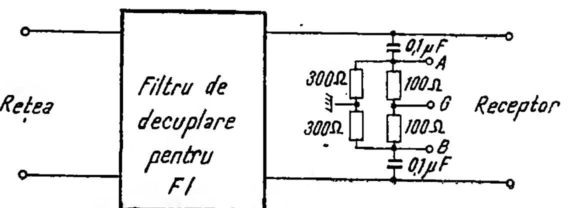


Fig. 15.26. Schema de principiu a rețelei de sarcină.

Măsurarea radiației prin rețea pe frecvența oscilatorului local se face determinînd tensiunea care apare între rețeaua de distribuție și pămînt pe o frecvență dată utilizîndu-se montajul din figura 15.24, *b*.

c. Rigiditatea dielectrică

Această verificare dă o indicație asupra izolației părților străbătute de curent ale radioreceptorului și asupra rezistenței de străpungere a acestei izolații și se impune în special în cazul radioreceptoarelor cu autotransformator sau cu alimentare universală. Măsurarea se efectuează astfel :

— se aplică o tensiune de 1 500 V și 50 Hz pentru radioreceptoarele cu o tensiune maximă de 250 V și 2 000 V și 50 Hz pentru radioreceptoarele cu o tensiune mai mare (conform STAS 3532-52) timp de un minut între piciorușele fișei cordonului de alimentare și șasiul metalic al radioreceptorului ;

— indicatorul dispozitivului de străpungere nu va trebui să indice vreun curent de st ăpungere sau conturnare.

d. Verificarea mecanică

O altă verificare la care trebuie supus radioreceptorul este încercarea mecanică, prin intermediul căreia se verifică dacă radioreceptorul suportă, fără a se deteriora, șocurile mecanice care pot să apară în timpul transportului, spre exemplu. Încercarea se efectuează astfel :

— se supune radioreceptorul unei scuturări cu o cadență de 80 lovituri pe minut, amplitudine de 8 — 10 mm timp de două ore și cu accelerație de 3—5 g ;

— radioreceptorul va fi supus apoi măsurărilor de sensibilitate și selectivitate.

Dacă radioreceptorul prezintă aceleași performanțe și după încercarea mecanică se poate considera că este corespunzător din punct de vedere mecanic.

O bună fixare a pieselor radioreceptorului, evitarea prinderii în consolă a pieselor grele, blocarea șuruburilor cu șaibe grower, lipituri de bună calitate etc. sînt măsuri care asigură o bună rezistență mecanică a radioreceptorului. Dacă radioreceptorul nu este bine realizat mecanic, funcționarea sa electrică va fi afectată.

e. Verificarea subiectivă a audiției

Dacă din punct de vedere obiectiv radioreceptorul satisface la toate măsurările indicate mai sus, se trece în final la verificarea subiectivă a audiției care definește subiectiv unele defecte ale radioreceptorului ce au putut scăpa neobservate în timpul măsurărilor efectuate. Astfel de defecte ar fi,

spre exemplu, o proastă funcţionare în regim dinamic a dispozitivului de *RAA*, manifestată prin blocarea pentru un interval de timp a radioreceptorului la trecerea bruscă de la un semnal cu nivel foarte mare la un altul cu nivel redus, fuga frecvenţei oscilatorului local cu nivelul semnalului în gama de *US*, nivel mare de perturbaţii între posturi, un ton nefiresc al radioreceptorului etc. Toate aceste defecte pot fi sesizate la o ascultare atentă a radioreceptorului în condiţii normale de funcţionare. Totodată, se va observa dacă radioreceptorul nu introduce zgomote parazite, oscilaţii etc. Dacă radioreceptorul satisface tuturor acestor verificări şi măsurări, el poate fi considerat ca avînd performanţele impuse la proiectare.

Capitolul 16

MODERNIZAREA RADIORECEPTOARELOR

Radioreceptoarele mai vechi nu dispun de performanţe la nivelul actual al dezvoltării tehnice. Astfel, pe lîngă faptul că performanţele acestor radioreceptoare sînt mai reduse decît ale celor moderne, ele nu sînt dotate cu o serie de dispozitive automate care facilitează manevrarea radioreceptorului. De asemenea, în unele cazuri, datorită deteriorării unor componente ale radioreceptorului (tuburi, tranzistoare, transformatoare *FI*, difuzoare etc.) este necesară înlocuirea acestora cu elemente de alt tip, deoarece componentele iniţiale cu care a fost echipat radioreceptorul nu mai sînt în fabricaţie curentă.

În cele ce urmează se dau indicaţii cu privire la introducerea bornelor de *PU* sau a mufei de magnetofon, la introducerea unor dispozitive de reglaj automat ale radioreceptorului, ale indicatorului optic de acord, ale gamei de *US* sau *UUS* etc.

A. INTRODUCEREA BORNELOR DE *PU* SAU A MUFEI DE MAGNETOFON

Radioreceptoarele mai vechi nu sînt prevăzute cu borne de *PU* sau mufe de magnetofon.

Introducerea acestora poate fi efectuată comod în următoarele condiţii :

— dacă sensibilitatea la intrarea etajelor de *AF* (două etaje) ale radioreceptorului este de cel puţin 70 mV ;

— dacă alimentarea radioreceptorului se face prin intermediul unui transformator de reţea (şasiul radioreceptorului este separat galvanic de reţea) ;

— dacă alimentarea se face din baterii.

În acest scop se poate utiliza oricare din schemele de conectare a bornelor de *PU* sau a mufei de magnetofon de la unul din radioreceptoarele moderne.

În ipoteza în care radioreceptorul este alimentat universal, introducerea bornelor de *PU*, din motive de securitate, se face de obicei prin intermediul unui transformator de *AF* de separare galvanică. Acest transformator prezintă două dezavantaje : un prim dezavantaj rezidă din faptul că banda de trecere a transformatorului fiind relativ îngustă el introduce distorsiuni de frecvenţă, iar al doilea dezavantaj este datorat fluxului de scăpări. Din cauza acestui flux de scăpări există posibilitatea cuplajului parazit între acest transformator şi transformatorul de ieşire al radioreceptorului (sau de reţea). În acest caz, apare o reacţie care duce la autooscilaţia etajelor de *AF* sau dacă reacţia nu este suficientă, la un regim tranzitoriu defectuos al etajelor de *AF*.

Fluxul de scăpări poate fi foarte mult micşorat dacă transformatorul este realizat folosind un miez toroidal. În acest caz însă, execuţia transformatorului devine greoaie.

Cuplajul poate fi micşorat fie prin alegerea unei poziţii convenabile a transformatorului separator de *AF*, fie prin utilizarea unor ecrane magnetice executate din materiale cu o permeabilitate magnetică ridicată.

Schema de principiu a introducerii bornelor de *PU* sau a mufei de magnetofon pentru astfel de radioreceptoare este indicată în figura 16.1.

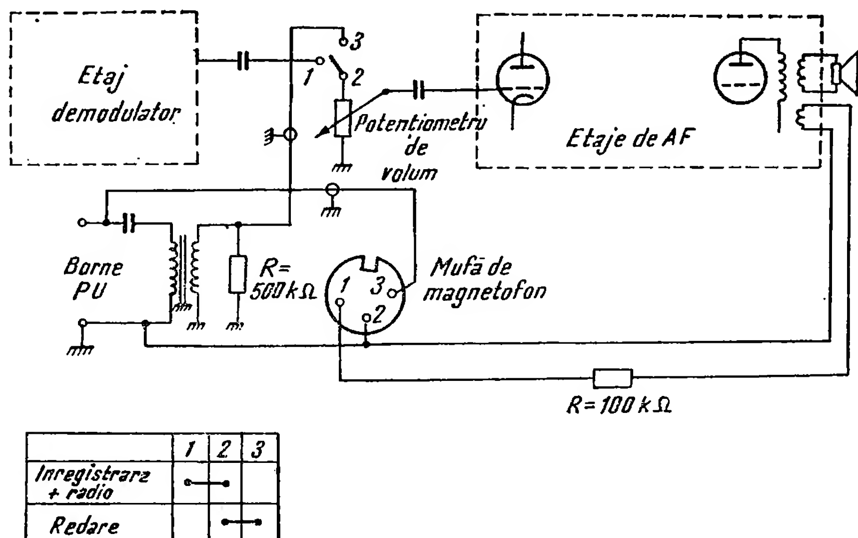


Fig. 16.1. Schema de principiu a introducerii bornelor de *PU* şi mufei de magnetofon la radioreceptoarele cu alimentare universală.

Introducerea mufei de magnetofon mai necesită şi cuplarea semnalului de la ieşirea amplificatorului de *AF* sau a etajului demodulator la bornele corespunzătoare ale mufei. În cazul radioreceptoarelor cu alimentare prin transformator, acest lucru poate fi realizat fără dificultăţi, neexistînd pericolul atingerilor accidentale cu reţeaua. În cazul radioreceptoarelor cu alimentare universală, această dificultate poate fi înlăturată prin utilizarea unei înfăşurări suplimentare pe transformatorul de ieşire, conform schemei din figura 16.1.

B. INTRODUCEREA UNUI DIFUZOR SUPLIMENTAR

În unele cazuri se cere ca un radioreceptor să alimenteze şi un alt difuzor plasat de obicei într-o cameră alăturată. Dacă distanţa între difuzorul suplimentar şi radioreceptor nu este prea mare se poate utiliza un difuzor permanent dinamic, conectat în paralel cu difuzorul radioreceptorului; impedanţa acestuia trebuie să fie cu 20 – 50 % mai mare decît impedanţa proprie a bobinei mobile a difuzorului care echipează radioreceptorul pen-

tru a nu strica prea mult adaptarea în etajul de *AF* final. Şi în acest caz conform celor indicate mai sus, cuplarea difuzorului suplimentar se poate face numai la radioreceptoarele cu alimentare prin transformator separator de reţea.

În cazul radioreceptoarelor cu alimentare universală, din motive de securitate este indicată utilizarea unor transformatoare separatoare.

În acest scop există două metode :

— introducerea unei înfăşurări suplimentare pe transformatorul de ieşire al radioreceptorului, calculată astfel încît să asigure adaptarea la difuzorul suplimentar ;

— utilizarea unui alt transformator separator, al cărui raport de transformare să asigure adaptarea între impedanţa de ieşire a radioreceptorului (impedanţa bobinei mobile a difuzorului propriu) şi impedanţa difuzorului suplimentar.

Pentru mai multă siguranţă, unul din capetele difuzorului suplimentar va fi conectat la pămînt. În acest fel, chiar în cazul unor atingeri accidentale a firelor de alimentare a acestui difuzor cu reţeaua, nu va exista pericolul electrocutării persoanelor care accidental ar pune mîna pe aceste fire ; există în schimb pericolul deteriorării difuzorului sau a transformatorului de separare în cazul cînd atingerea se face cu firul nepus la pămînt, dacă siguranţa reţelei rezistă la un curent suficient de mare. Cunoscînd impedanţa difuzorului suplimentar Z_{s1} şi a difuzorului propriu Z_s, raportul de transformare al transformatorului suplimentar va fi $n \cong \sqrt{\frac{\eta Z_{s1}}{Z_s}}$, unde η este randamentul transformatorului.

Datorită dezadaptării, puterea pe care o poate debita difuzorul suplimentar va fi mai redusă, iar factorul de distorsiuni de neliniaritate global al radioreceptorului va fi mai mare decît în absenţa difuzorului suplimentar. Dacă radioreceptorul are o putere nominală ridicată, iar etajele de *AF* sînt dotate cu o reacţie negativă puternică, dezavantajele de mai sus sînt reduse în foarte mare măsură. Este evident că cuplarea unui difuzor suplimentar va putea fi făcută în bune condiţii doar la radioreceptoarele care dispun de o putere nominală de peste 1,5 W.

C. SCHIMBAREA SETULUI DE TUBURI SAU TRANZISTOARE

În cazul unor radioreceptoare mai vechi sau în cazul unor radioreceptoare de provenienţă străină se poate întîmpla ca tubul (sau tranzistorul) defect să nu poată fi înlocuit cu unul identic întrucît nu se dispune de o astfel de piesă. În consecinţă, este necesară înlocuirea tubului sau tranzistorului cu un altul echivalent. Nu totdeauna se pot găsi piese echivalente întru totul, astfel încît înlocuirea să fie posibilă modificînd eventual soclul sau unele legături. De cele mai multe ori sînt necesare şi modificări ale schemei etajului în care se găseşte tubul respectiv sau chiar ale circuitelor de alimentre a filamentelor.

Pentru radioreceptoarele foarte vechi, uneori înlocuirea unui tub presupune modificarea completă a schemei etajului respectiv, deoarece nu se poate găsi un tub care să îndeplinească în bune condiţii funcţiile tubului defect. Modificările se fac de la caz la caz, ţinînd seamă de caracteristicile elementului înlocuit şi înlocuitor.

Înlocuirea tranzistoarelor trebuie să țină seamă în special de puterea disipată, de factorul de amplificare de curent β, de frecvența f_α, precum și de impedanțele de intrare și ieșire. Dacă se cere ca performanțele radioreceptorului după înlocuirea unui tranzistor să se apropie cît mai mult de performanțele lui inițiale se va ține seamă de toți parametrii tranzistorului, iar radioreceptorul va trebui realiniat după înlocuirea unui tranzistor în etajele de *FI* sau de *RF*.

D. INTRODUCEREA INDICATORULUI OPTIC DE ACORD

Oricărui radioreceptor dotat cu dispozitiv de *RAA* sau la care demodularea se face cu diode sau cu detecție de grilă i se poate introduce un indicator optic de acord necesar pentru a se putea efectua un acord fin chiar și atunci cînd semnalul nu se aude în difuzor.

Pentru radioreceptoarele cu tuburi, introducerea indicatorului optic de acord pune doar probleme de ordin mecanic (plasarea indicatorului pe panou, masă, soclu etc.), problema legăturilor electrice fiind foarte simplă. Un exemplu de schemă de conectare a indicatorului optic de acord într-un radioreceptor *MA-MF* este indicat în figura 16.2.

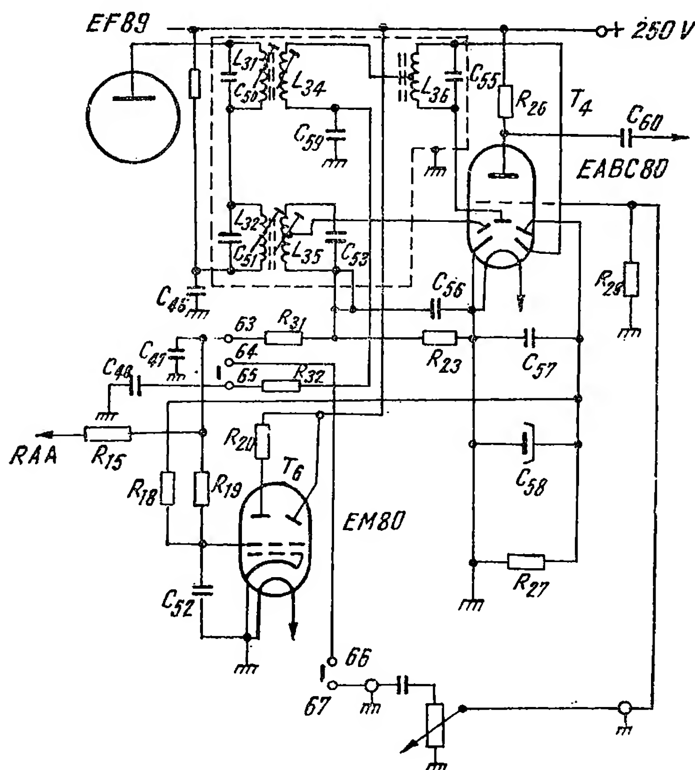


Fig. 16.2. Schema de principiu a conectării indicatorului optic de acord într-un radioreceptor combinat *MA-MF*.

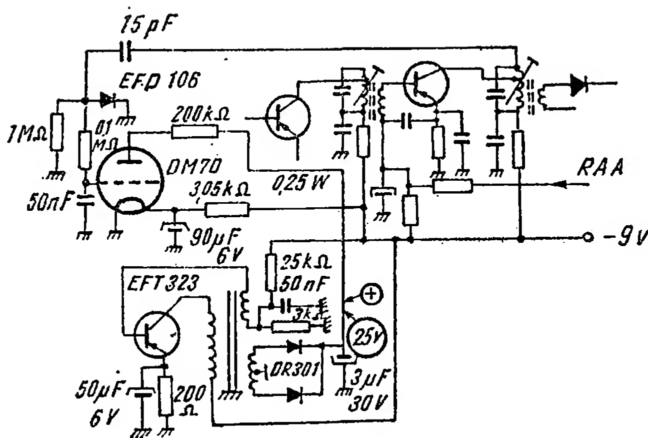


Fig. 16.3. Schema de principiu a introducerii indicatorului optic DM70 într-un radioreceptor tranzistorizat.

Dacă radioreceptorul este tranzistorizat, în afara problemelor de ordin mecanic intervine şi faptul că tensiunea de alimentare a radioreceptorului este redusă şi din această tensiune nu se poate alimenta anodul indicatorului optic de acord. Din acest motiv, radioreceptoarele tranzistorizate folosesc ca indicator optic de acord un „S"-*metru*. *S-metrul* este realizat prin intermediul unui miliampermetru de curent continuu (cu cadru nobil) parcurs de curentul de colector al unuia din tranzistoarele care echipează unul din etajele comandate de *RAA* (de obicei primul etaj amplificator de *FI*). Pentru a se evita aplicarea tensiunilor de *RF*, se montează în paralel cu *S-metrul* o capacitate de şuntare. O altă soluţie presupune realizarea unui etaj convertizor care să fie capabil să furnizeze tensiunea anodică necesară alimentării indicatorului optic de acord în ipoteza în care acesta este realizat cu tub electronic. Schema de principiu a unui etaj convertizor tranzistorizat la care se indică principalele valori ale elementelor, precum şi modul de conectare a indicatorului optic de acord este dată în figura 16.3. Datorită consumului relativ ridicat, soluţia utilizării etajului convertizor este convenabilă doar atunci cînd radioreceptorul se alimentează din reţea sau din acumulatoare. În cazul în care radioreceptorul este alimentat din reţea este mai convenabilă realizarea unui etaj redresor separat pentru obţinerea tensiunii anodice necesare alimentării indicatorului optic de acord. Din acest motiv radioreceptoarele portabile tranzistorizate sînt echipate cu S-metre şi nu cu indicatoare optice de acord electronice.

În ultimul timp s-a pus la punct construcţia unor tuburi cu descărcări în gaze, capabile să funcţioneze la tensiuni de cîţiva volţi. Un astfel de tub (fig. 16.4) poate fi folosit ca indicator optic de acord. Datorită existenţei electrodului suplimentar *Z*, în funcţie de tensiunea aplicată pe acest electrod se obţine şi lungimea coloanei luminoase din tub. Alimentînd

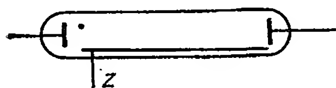


Fig. 16.4. Tub indicator optic cu descărcări în gaze.

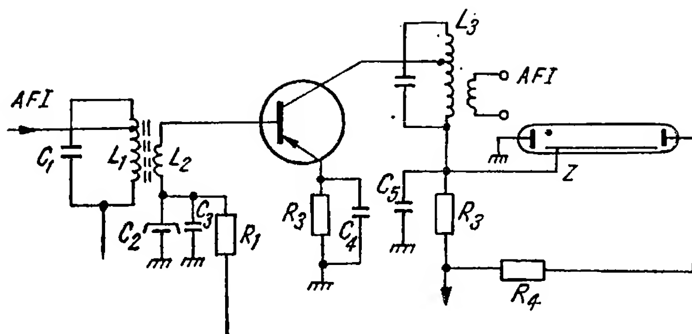


Fig. 16.5. Schema de principiu a conectării unui tub indicator optic cu descărcări în gaze într-un radioreceptor tranzistorizat.

acest tub cu descărcări în gaze după o schemă ca în figura 16.5, tubul va lucra ca indicator optic de acord, indicația fiind dată de lungimea coloanei luminoase din tub. Funcţionarea se bazează pe faptul că tranzistorul amplifică atît tensiunile de frecvenţă intermediară cît şi tensiunile continue de *RAA*, astfel încît tensiunea continuă de colector, deci de pe electrodul *Z*, depinde de tensiunea de *RAA*. După cum se vede din schemă, existenţa rezistenţei R_a face ca tensiunea de colector aplicată etajului de *FI* să fie mai mică, şi în consecinţă şi amplificarea ce se poate obţine cu acest etaj va fi ceva mai redusă datorită plasării punctului mediu de funcţionare într-o regiune neconvenabilă a caracteristicii. Din aceleaşi motive, şi eficacitatea *RAA*-ului pentru acest etaj va fi mai redusă. Schema prezintă însă avantajul unei simplităţi mari, deoarece nu necesită tensiuni de alimentare ridicate sau instrumente de măsurat costisitoare.

E. INTRODUCEREA GAMEI DE UNDE SCURTE

Pentru introducerea gamei de *US* există două posibilităţi care se expun în cele ce urmează.

1. MODIFICAREA SCHEMEI RADIORECEPTORULUI PRIN ADĂUGAREA UNEI NOI POZIŢII PE COMUTATORUL DE GAME DE UNDĂ, PRECUM ŞI A BOBINAJELOR CORESPUNZĂTOARE GAMEI DE *US*

Această soluţie este mai uşor de aplicat în ipoteza unor comutatoare de game de undă rotative, dar este mai dificilă în cazul unor comutatoare de tip claviatură, datorită dificultăţilor de ordin mecanic (trebuie adăugată încă o clapă). În cazul radioreceptoarelor tranzistorizate, de foarte multe ori introducerea gamei de *US* necesită înlocuirea tranzistorului convertor-oscilator (sau, în ipoteza în care etajul oscilator este realizat separat de etajul de amestec, înlocuirea tranzistoarelor care

echipează aceste etaje) cu tranzistoare a căror frecvenţă f_a să fie suficient de ridicată pentru ca etajul să poată lucra la frecvenţa maximă din gamă.

2. REALIZAREA UNUI ADAPTOR SCHIMBĂTOR DE FRECVENŢĂ CARE SĂ TRANSFERE GAMA DE *US* ÎN GAMA DE *UL* SAU *UM*

Un astfel de adaptor poate fi realizat fie prin intermediul unui convertor cu frecvenţa oscilatorului local variabilă, fie cu frecvenţa oscilatorului local fixă în cadrul unei subgame, caz în care gama de *US* va fi împărţită în mai multe subgame comutabile prin modificarea frecvenţei oscilatorului local.

Dacă condiţiile mecanice fac posibilă modificarea radioreceptorului fără dificultăţi prea mari, este de obicei mai convenabilă prima soluţie pentru introducerea gamei de *US*.

Utilizarea soluţiei a doua este convenabilă în ipoteza în care nu se doreşte modificarea radioreceptorului sau în care această modificare este mai greu de realizat (spre exemplu din punct de vedere mecanic). Ea poate fi aplicată nu numai radioreceptoarelor cu schimbare de frecvenţă, ci şi radioreceptoarelor cu amplificare directă. În cazul radioreceptoarelor cu reacţie este mai convenabilă utilizarea soluţiei întîi datorită faptului că modificările în schemă sînt relativ mici, iar soluţia a doua presupune realizarea unui adaptor relativ complicat. În cazul în care se doreşte în mod expres aplicarea soluţiei a doua şi la radioreceptoarele cu reacţie aceasta poate fi făcută, singurele dificultăţi fiind datorite eventual interferenţelor dintre oscilatorul local al adaptorului şi etajul demodulator cu reacţie. Din acest motiv între etajul schimbător de frecvenţă al adaptorului şi etajul demodulator cu reacţie al radioreceptorului este bine să fie intercalat un etaj de *RF*.

În figura 16.6 se indică schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvenţă cu tuburi la care s-a introdus gama de *US* (circuitele cores-

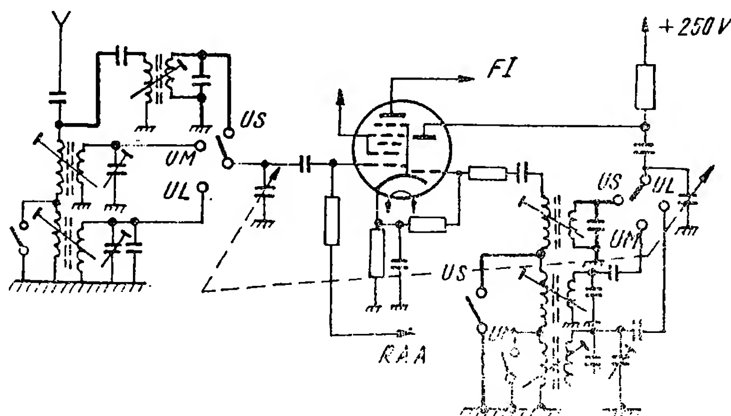


Fig. 16.6. Schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvenţă cu tuburi la care s-a introdus gama de *US*.

punzătoare gamei de *US* nou introduse au fost figurate cu linii mai groase), iar în figura 16.7 se arată schema unui etaj schimbător de frecvență echipat cu tranzistoare la care s-a introdus gama de *US*. Se observă că în acest caz schema este mai complicată decît în cazul etajelor echipate cu tuburi, deoarece sînt necesare circuite în punte pentru evitarea tîrîrii frecvenței oscilatorului local de către semnal. Această tîrîre apare datorită existenței unei capacități relativ mari de cuplaj între circuitele de semnal și circuitele oscilatorului local, capacitate datorită tranzistorului (capacitate parazită). În absența acestor circuite etajul schimbător de frecvență nu va putea fi corect aliniat, deoarece în apropierea alinierii corecte oscilatorul va ieși din funcțiune (dacă conversia se face prin montaj

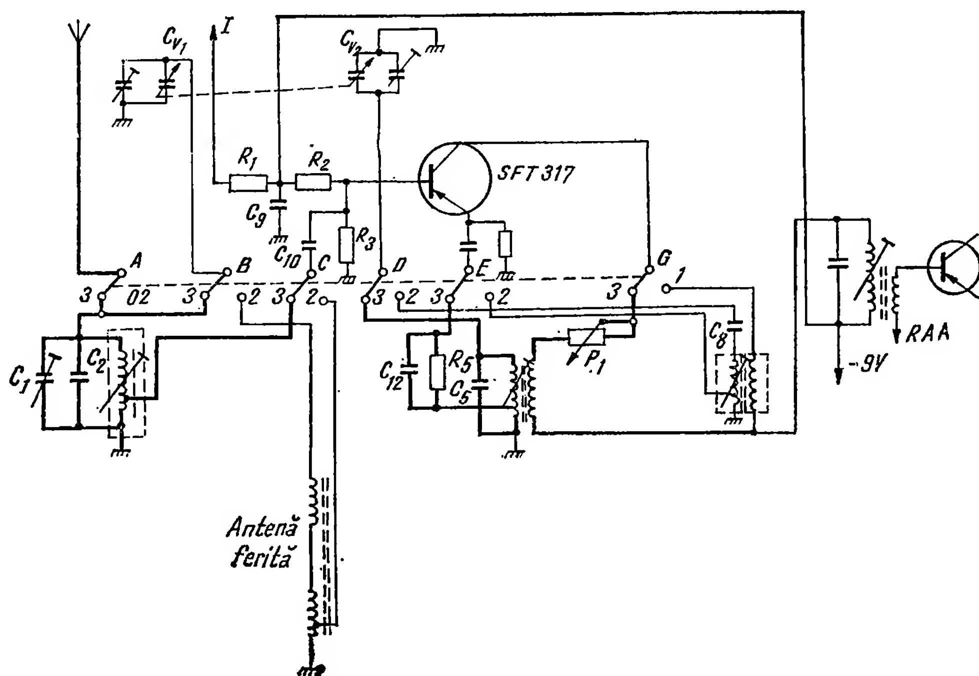


Fig. 16.7. Schema de principiu a unui etaj schimbător de frecvență cu tranzistoare la care s-a introdus gama de *US*.

oscilator-schimbător). Înlocuirea tranzistorului care echipează etajul schimbător de frecvență impune în multe cazuri și modificarea factorului de reacție la circuitele oscilatorului local, deoarece tranzistorul înlocuitor avînd o frecvență f_α mai mare, va funcționa cu o sensibilitate mai bună (și implicit o pantă mai mare). Din acest motiv condițiile de autooscilație în gamele de *UM* și *UL* vor fi satisfăcute mai bine, ceea ce va presupune reducerea factorului de reacție.

Pentru alegerea practică corectă a factorului de reacție în circuitele oscilatorului local se va ține seamă de faptul că factorului optim de reacție îi corespunde sensibilitatea maximă a etajului schimbător de frecvență. Practic, dacă sensibilitatea măsurată la intrarea schimbătorului de frecvență cu semnal de *RF* este egală cu aceea măsurată în același punct,

însă cu semnal de *FI* (oscilatorul local fiind în funcţiune), nivelul reacţiei este oarecum corect. O altă metodă presupune măsurarea sensibilităţii etajului schimbător de frecvenţă aplicînd la intrare semnal de *FI* (oscilatorul local fiind în funcţiune) şi blocînd mai apoi oscilatorul local. Dacă se obţine o creştere a sensibilităţii cu aproximativ 6 dB, în cazul în care oscilatorul local este blocat, atunci se poate presupune că nivelul reacţiei (şi deci şi tensiunea oscilatorului local) este aproximativ optim.

Etajele adaptorului (uneori adaptorul poate fi dotat şi cu etaj de *RF*) se alimentează de obicei din radioreceptor prin intermediul unui cordon cu care se transferă şi semnalul. Se poate totuşi realiza şi o alimentare independentă a adaptorului dacă etajul de alimentare al radioreceptorului

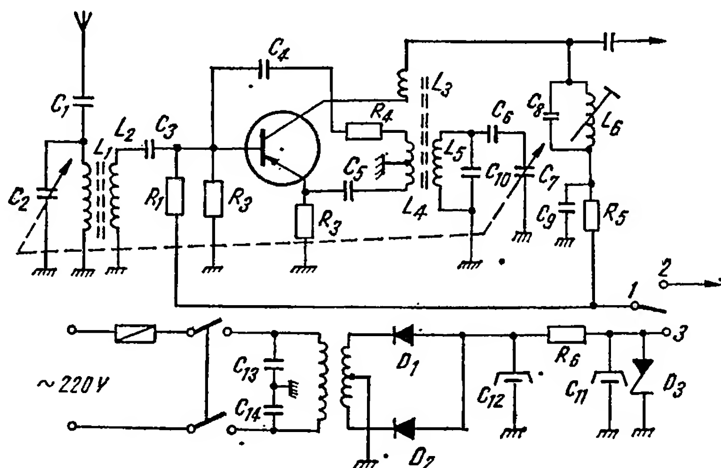


Fig. 16.8. Schema de principiu a unui adaptor *US* cu tranzistoare şi cu alimentare independentă.

este solicitat la maximum sau dacă se cere o funcţionare independentă a adaptorului. În acest caz adaptorul va trebui să fie completat cu etajul respectiv de alimentare. Schema unui astfel de adaptor tranzistorizat cu etaj de alimentare şi cu oscilator de frecvenţă variabilă este indicată în figura 16.8. Pentru calculul circuitelor etajului schimbător de frecvenţă se vor utiliza indicaţiile date la capitolul 4.

În figura 16.8 se prezintă schema de principiu a unui adaptor *US* cu tranzistoare. Acest adaptor poate fi utilizat în două moduri : păstrînd fie acordul în gama de *UM* a radioreceptorului şi manevrînd acordul adaptorului; păstrînd fix acordul adaptorului şi manevrînd acordul radioreceptorului. În ultimul caz, gama de *US* este transferată în gama de *UM*, apărînd ca o extensie de bandă.

F. INTRODUCEREA GAMEI DE UNDE ULTRASCURTE

Ca şi în cazul introducerii gamei de *US*, introducerea gamei de *UUS* se poate realiza fie prin modificarea schemei radioreceptorului, fie prin realizarea unui adaptor *UUS*. În cazul radioreceptoarelor cu superreacţie, introducerea gamei de *UUS* nu presupune decît realizarea unor circuite

în etajul demodulator cu superreacţie capabile să funcţioneze în gama respectivă de frecvenţă deoarece, aşa cum s-a arătat în capitolul 11, demodulatorul cu superreacţie poate demodula fie semnale *MA*, fie semnale *MF* fără nici o schimbare în schemă, la un simplu dezacord. Prima soluţie nu poate fi aplicată decît la radioreceptoarele cu schimbare de frecvenţă şi presupune modificări relativ mari ale acestora, respectiv introducerea unui bloc de *UUS*, înlocuirea transformatoarelor de *FI—MA* cu transformatoare de *FI—MA—MF* (sau adăugarea unor transformatoare de *FI—MF*), adăugarea unui etaj demodulator *MF* (eventual a unui etaj imitator), precum şi realizarea circuitelor de comutare. Deoarece aceste

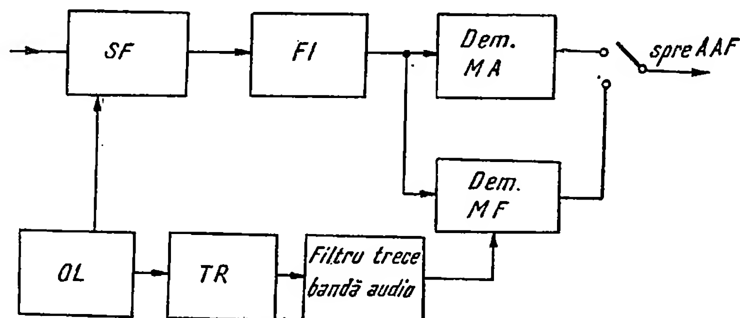


Fig. 16.9. Schema-bloc a unei părţi dintr-un radioreceptor *MF* cu bandă redusă în *FI*.

modificări presupun aproape realizarea integrală a unui radioreceptor *MF*, se alege de obicei o altă soluţie, şi anume se utilizează schema-bloc din figura 16.9. Această schemă-bloc permite utilizarea schimbătorului de frecvenţă *MA* şi a etajelor de *FI—MA* şi pentru semnalele de *MF*.

Pentru ca semnalele de *MF*, care au un spectru mai larg decît al celor de *MA* (300 kHz în loc de 9 kHz), să poată trece prin etajele radioreceptorului *MA* fără a fi distorsionate, se utilizează un sistem automat de reglare a frecvenţei, care în cazul de faţă are rol de îngustare a benzii semnalelor *MF*. La ieşirea demodulatorului *MF* se va obţine, pe lîngă tensiunea continuă necesară sistemului de *RAF*, şi tensiunea alternativă a semnalului demodulat. Această soluţie presupune deci introducerea în schema radioreceptorului a unor circuite acordate în etajul schimbător de frecvenţă astfel realizat încît etajul să poată funcţiona în gama de *UUS*, a unui etaj demodulator *MF* (discriminator de frecvenţă), precum şi a unui circuit de *RAF*.

În cazul funcţionării pe *MA*, sistemul de *RAF* nu trebuie deconectat, el servind la mărirea stabilităţii frecvenţei oscilatorului local, dar trebuie redusă banda filtrului (se închide contactul *8* cu *9* din figura 16.10). Schema de principiu a unui radioreceptor *MA* la care s-a introdus gama *UUS* conform schemei-bloc din figura 16.9 este indicată în figura 16.10. Condiţia ca această schemă să funcţioneze corect este ca sistemul de *RAF* să realizeze restrîngerea benzii semnalului de *MF* de la 300 kHz la mai puţin decît 9 kHz şi să aibă viteze de răspuns corespunzătoare frecvenţei audio maxime. Considerînd un radioreceptor de tip superheterodină, între frecvenţa semnalului f_s, frecvenţa oscilatorului local f_h şi frecvenţa intermediară există relaţia $f_h = f_s + f_i$. Banda radioreceptorului în frecvenţa

intermediară pentru canalul de *MA* este de 9 kHz, iar față de frecvența centrală va fi deci de ±4,5 kHz. Semnalul cu *MF* are o bandă de 300 kHz sau față de frecvența centrală de ± 150 kHz. Sistemul de *RAF* va trebui să asigure o reducere a benzii de la 300 kHz la 9 kHz sau față de frecvența centrală de la ± 150 kHz la ± 4,5 kHz.

Acest lucru se realizează prin alegerea convenabilă a limitelor de variație a reactanței tubului de reactanță.

Pentru a avea un răspuns bun al *RAF*-ului la frecvența audio maximă, filtrul din circuitul de *RAF* trebuie să treacă toată banda audio, dar să atenueze frecvențele radio foarte mult. Dacă filtrul nu are o caracteristică convenabilă, montajul poate autooscila.

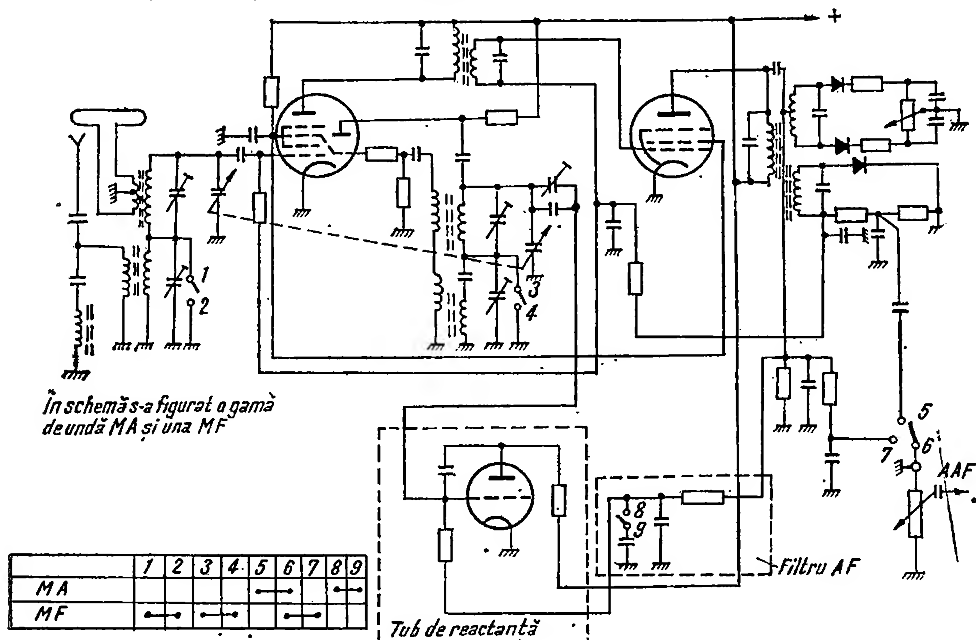


Fig. 16.10. Schema de principiu a radioreceptorului cu schema-bloc din figura 16.2.

Soluția a doua se realizează de obicei cu ajutorul unui adaptor cu superreacție a cărui ieșire se cuplează direct la intrarea etajelor de *AF* ale radioreceptorului (la bornele de *PU*). Un exemplu de schemă de adaptor cu superreacție este indicat în figura 11.29. Alimentarea adaptorului se ia de obicei din radioreceptor, dar există și posibilitatea unei alimentări independente a adaptorului. În acest caz adaptorul va trebui dotat cu etajul de alimentare respectiv.

G. ADAPTAREA GAMEI DE *UUS* DE LA STANDARDUL CCIR LA STANDARDUL OIRT

Radioreceptoarele importate prezintă limitele gamei de *UUS* mai ridicate ca frecvență decît radioreceptoarele realizate după standardul OIRT, în vigoare în țara noastră. Standardul CCIR prevede pentru gama

de *UUS* limitele 88—100 MHz, iar standardul OIRT, 64,5—73 MHz. Pentru standardul american banda de *UUS* este cuprinsă între 80 şi 100 MHz. În cazul în care se doreşte modificarea limitelor de gamă ale unui receptor construit după standardul OIRT astfel încît să poată recepţiona gama de *UUS* conform standardului CCIR, va trebui refăcută alinierea circuitelor blocului de *UUS*. Nu totdeauna simpla aliniere conduce la rezultatele dorite, deoarece limitele între care poate fi variată frecvenţa prin elementele semiajustabile sînt mai mici decît diferenţa de frecvenţă cerută de modificarea standardului. Din acest motiv, în unele cazuri se cere înlocuirea bobinelor (în cazul în care acordul fin se realizează prin condensator variabil) sau a capacităţilor de acord (în cazul în care acordul fin se realizează prin inductanţă variabilă). Modificarea condensatoarelor de acord este mult mai simplă decît modificarea bobinelor. Noul condensator de acord C_1 va trebui să satisfacă relaţia : $C_1 = C\left(\frac{f_{1min}}{f_{2min}}\right)^2$, în care C este valoarea condensatorului de acord iniţial, f_{1min} este frecvenţa minimă a gamei corespunzătoare standardului OIRT, iar f_{2min} frecvenţa minimă din gamă corespunzătoare standardului CCIR. În cazul în care este necesară modificarea bobinelor şi acestea se realizează cu aceleaşi dimensiuni geometrice (modificîndu-se doar numărul de spire) se recurge la relaţia :

$$L = Kn^2$$

în care L este valoarea inductanţei ;
n — numărul de spire al acesteia ;
K — o constantă.

Aplicînd această relaţie în cazul bobinei de înlocuit şi înlocuitoare şi împărţind cele două relaţii obţinute se găseşte :

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2} = \frac{f_{2min}^2}{f_{1min}^2}.$$

Din aceste egalităţi se poate deduce numărul de spire al bobinei înlocuitoare, cunoscînd numărul de spire al bobinei de înlocuit :

$$n_2 = \frac{n_1 f_{1min}}{f_{2min}}$$

H. INTRODUCEREA DEMODULATORULUI STEREO

Multe radioreceptoare moderne sînt realizate fără demodulatorul stereo, permiţînd redarea surselor stereo numai pe lanţul de *AF* (*PU* sau magnetofon). Introducerea demodulatorului stereo nu prezintă dificultăţi dacă se dispune de contacte suficiente pe comutatorul de comutare pe poziţiile stereo şi mono. În caz contrar trebuie înlocuit acest comutator.

Schema unui demodulator stereo este prezentată în capitolul 12.

I. INTRODUCEREA DEMODULATORULUI *BLU*

La recepţia staţiunilor din gama de *US* în special, apar uneori dificultăţi datorate perturbaţiilor produse de emisiunile din canalele vecine. Întrucît în majoritatea cazurilor perturbaţia provine numai de la unul din canalele vecine, demodularea benzii laterale de lîngă celălalt canal conduce la o reducere substanţială a perturbaţiei. În acest scop se poate utiliza un filtru de *FI* cu o bandă mult mai redusă urmat de un demodulator *BLU* fără ca să apară distorsiuni importante de frecvenţă. Demodulatorul *BLU* este în general bazat pe principiul heterodină sau al detecţiei polifazice. O schemă de principiu a unui astfel de demodulator se prezintă în capitolul 12.

J. INTRODUCEREA CAPETELOR STEREO

Înlocuirea capetelor normale cu capete stereo la un magnetofon sau casetofon presupune: realizarea înlocuirii cu capete cu dimensiuni geometrice şi performanţe electrice (impedanţă, bandă de frecvenţă etc.) foarte apropiate de cele originale; introducerea unui comutator pentru comutarea pistelor şi eventual a unui canal suplimentar de redare-înregistrare.

Pot apărea şi zgomote de reţea odată cu înlocuirea. Atenuarea acestora se realizează prin alegerea convenabilă a punctelor de masă sau prin ecranări corespunzătoare. Uneori se impune reglarea poziţiei bobinei de compensare a zgomotului de reţea.

K. INTRODUCEREA REGLAJULUI AUTOMAT AL NIVELULUI DE ÎNREGISTRARE

Magnetofoanele şi casetofoanele moderne dispun de un sistem de reglaj automat al nivelului de înregistrare. Acest sistem este similar ca principiu cu sistemul de *RAS* dintr-un radioreceptor. Introducerea acestui sistem într-un magnetofon presupune modificări substanţiale în schema acestuia şi necesită ulterior reglaje relativ complicate pentru asigurarea obţinerii unui coeficient mic de dispersiuni de neliniaritate. Schema unui astfel de dispozitiv este prezentată în capitolul 13.

Capitolul 17

PRINCIPII DE MONTARE, CABLARE ŞI ASAMBLARE A RADIORECEPTOARELOR

A. GENERALITĂŢI

Schema de principiu a unui radioreceptor nu poate fi realizată în mod absolut identic în practică datorită existenţei elementelor parazite.

În principiu, datorită necesităţii introducerii unor elemente fizice suplimentare, nefigurate în schema de principiu (şasiu, reglete, puncte de sprijin, coliere etc.), cît şi datorită faptului că toate componentele unui echipament au şi parametri care nu sînt luaţi în consideraţie în schema de principiu, cum ar fi de exemplu rezistenţe, inductanţe sau capacităţi parazite, dintre care unele s nt chiar neliniare, o realizare fizică a unei scheme de principiu reprezintă doar o aproximare a acesteia. Dacă tehnologia utilizată în realizare (modul de realizare a componentelor, modul lor de interconectare, precum şi modul de amplasare în echipament) este corespunzătoare aproximarea poate conduce la erori suficient de mici pentru a putea fi neglijabile (erori mai mici decît cele care pot fi puse în evidenţă prin măsurări).

În analiza electrică a circuitului realizat practic, se introduc, pentru a pune în evidenţă parametrii neconsideraţi în scheme, componente fictive denumite componente parazite. Importanţa pe care o au asemenea elemente parazite depinde atît de mărimea componentei parazite, cît şi în special de modul de interconectare în schema electrică. De multe ori componente cu valori foarte mici pot schimba esenţial funcţionarea unei scheme dacă interconectarea lor este realizată astfel încît se creează un lanţ de reacţie cu factor $F = 1 \pm A\beta$ mare.

Micşorarea importanţei elementelor parazite poate fi realizată prin două metode principial deosebite : prin adoptarea de tehnologii noi de construcţie a componentelor şi circuitelor, caz în care se obţine o reducere a însăşi valorilor elementelor parazite ; utilizînd o tehnologie dată, prin adoptarea unei amplasări judicioase a componentelor, prin utilizarea unor ecrane şi eventual prin modificarea schemelor de principiu, astfel încît să se contrabalanseze efectul elementelor parazite.

Prima metodă este evident mai bună, dar nu poate fi utilizată decît dacă se cunoaşte o nouă tehnologie prin intermediul căreia se pot realiza componente sau circuite cu performanţe mai bune. În acest sens, cablajul imprimat este superior cablajului filar, deoarece capacităţile parazite între conductoare sînt mult mai mici în primul caz. Se obţine totodată şi posibilitatea miniaturizării circuitelor, o compactare mai bună şi deci şi mişcorarea celorlalte elemente parazite. Un pas înainte îl constituie tehnica circuitelor integrate. În principiu o tehnologie de realizare a unui

circuit dat este cu atît mai bună, cu cît circuitul respectiv are elemente parazite mai reduse. În speţă, pentru un etaj amplificator de *AF*, cu cît elementele parazite sînt mai reduse, cu atît banda de frecvenţă va fi mai mare. Dacă un etaj de *AF* este realizat cu cablaj filar şi are o bandă de frecvenţă de 200 kHz, în tehnica cablajului imprimat se poate obţine pentru acelaşi circuit o bandă de ≈ 300 kHz, iar în tehnica circuitelor integrate o bandă de 3 – 5 ori mai mare. Acest fapt se datoreşte şi integrării componentelor.

Pe de altă parte, dacă se dispune de o tehnologie şi se doreşte realizarea unui circuit cu performanţe mai bune decît acelea ce pot fi realizate curent prin intermediul tehnologiei respective, atunci trebuie adoptate soluţiile de la punctul următor. Amplasarea judicioasă a componentelor are ca scop reducerea cuplajelor parazite care ar putea introduce lanţuri de reacţie. Acest lucru se poate obţine relativ simplu prin mărirea distanţei între componentele de la ieşirea etajului şi cele de la intrare (în cazul capacităţilor parazite) sau prin aşezarea în plane perpendiculare a bobinelor sau transformatoarelor de ieşire şi intrare, sau de ieşire şi reţea, spre exemplu. Micşorarea cuplajelor parazite poate fi realizată şi prin intermediul unor ecrane (capacitive sau inductive) plasate între componentele al căror cuplaj trebuie micşorat. În principiu, ecranele capacitive se realizează din materiale cu conductivitate mare (cupru sau aluminiu) şi nu se închid pentru a evita apariţia curenţilor circulari (Foucault). Ecranele inductive se realizează din materiale cu permeabilitate ridicată (μ metal, permaloy etc.). Ecranul se plasează în apropierea componentei care reprezintă sursa de energie. În unele cazuri, este totuşi mai convenabilă din punct de vedere economic ecranarea componentei receptoare (la magnetofon se ecranează capul de redare, spre exemplu). Un ecran realizează însă o reducere a cuplajului parazit şi nu o înlăturare a lui. Din acest motiv, uneori se impune utilizarea mai multor ecrane suprapuse. Pentru ca efectul de ecranare să fie mare, acestea vor fi plasate la distanţe suficient de mari unul de celălalt. La ecranarea unui transformator de *FI*, dacă bobinele transformatorului nu sînt de tip oală cu cîmpul magnetic de scăpări minim, distanţa dintre ecran şi bobină trebuie să fie de cel puţin 1,5 ori mai mare decît diametrul bobinei. În caz contrar, ecranarea va duce la o micşorare importantă a factorului de calitate şi a inductanţei bobinei.

Dacă metodele considerate nu duc la rezultate satisfăcătoare, atunci se adoptă o altă schemă de principiu, în care se ţine seamă de efectul elementelor parazite. Un exemplu în acest sens îl constituie etajele amplificatoare de *FI* la care se utilizează un circuit de neutrodinare cu scopul reducerii influenţei capacităţii de intrare-ieşire a tranzistorului şi a montajului.

B. TEHNICA SECURITĂŢII MUNCII LA LUCRĂRILE DE CONSTRUCŢIE ŞI REPARARE A RADIORECEPTOARELOR, MAGNETOFOANELOR ŞI PICUP-urilor

Executarea oricărei lucrări asupra unui echipament radioelectronic trebuie făcută doar în condiţiile unei stricte respectări a normelor de teh-

nica securității muncii. Se vor evita în acest fel posibilitățile de accidentare sau chiar apariția accidentelor care pot pune în pericol sănătatea sau chiar viața atît a persoanelor care lucrează efectiv, cît uneori și a unor alte persoane. Spre exemplu, o antenă incorect instalată poate conduce la electrocutarea ulterioară a unor persoane care o ating accidental.

Normele de tehnica securității muncii dau pe de o parte instrucțiuni generale, și pe de altă parte instrucțiuni specifice aplicabile fiecărui loc de muncă.

1. INSTRUCȚIUNI GENERALE DE TEHNICA SECURITĂȚII MUNCII

Aceste instrucțiuni se aplică atît la nivelul întreprinderilor în care se execută lucrări asupra echipamentelor radioelectronice, cît și la nivelul atelierelor sau locurilor în care se execută asemenea lucrări. Ele se referă la :

— organizarea rațională a locului de muncă, păstrarea ordinii și disciplinei ;

— eliberarea căilor de acces precum și interzicerea depozitării de materiale sau deșeuri pe aceste căi ;

— asigurarea unui microclimat corespunzător cu locul de muncă (condiții de iluminare, temperatură, umiditate, culoare, spațiu, nepoluare etc., la nivele corespunzătoare) ;

— dotarea cu materiale de protecție a muncii a tuturor persoanelor care lucrează în condiții care impun folosirea lor și asigurarea obligativității utilizării acestora ;

— efectuarea de instructaje periodice (cf. legii) de N.T.S. și verificarea însușirii cunoștințelor respective ;

— verificări periodice atît asupra sculelor, cît și a utilajelor care sînt utilizate în procesul muncii ;

— măsuri de prim-ajutor în caz de accident.

2. INSTRUCȚIUNI DE TEHNICA SECURITĂȚII, SPECIFICE LOCULUI DE MUNCĂ

După natura operațiilor executate, aceste instrucțiuni pot fi împărțite în :

— *instrucțiuni de TSM la prelucrări mecanice ;*

— *instrucțiuni de TSM la prelucrări electrice și electronice.*

a. Instrucțiuni TSM la prelucrări mecanice

La prelucrările mecanice trebuie luate următoarele măsuri de T.S.M. :

— nu vor fi folosite decît scule în bună stare sau reparate în mod corespunzător. Nu se admite utilizarea unor scule improvizate sau a unor scule reparate improvizat ;

— sculele de tăiat vor fi ascuțite corespunzător scopului propus. Nu vor fi utilizate scule incorect ascuțite ;

— la operațiile de dăltuire, ascuțire la polizor sau la alte operații la care rezultă așchii aruncate, se vor folosi ochelari de protecție ;

— toate mașinile unelte vor fi prevăzute cu dispozitive de protecția muncii plasate convenabil pentru a evita accidentele ;

— toate uneltele de mînă acționate electric vor fi alimentate la tensiune redusă (24 V).

b. Instrucțiuni de TSM la prelucrări electrice și electronice

La prelucrările electrice și electronice se vor lua următoarele măsuri de TSM:

— se vor utiliza numai scule și unelte în bună stare;

— se va asigura alimentarea tuturor echipamentelor asupra cărora se execută prelucrările, prin intermediul unor transformatoare separatoare cu o bună izolație;

— se va echipa locul de muncă cu o masă din material izolant, un scaun nemetalic și covor de cauciuc izolant;

— se va dota locul de muncă cu o priză de pămînt executată conform normelor TSM;

— se vor echipa uneltele de muncă cu manșoane electroizolante;

— se vor verifica zilnic sculele și uneltele la fiecare loc de muncă, înlăturîndu-se din procesul muncii pe cele necorespunzătoare;

— pentru verificarea tensiunilor, se vor folosi unelte corespunzătoare.

3. MĂSURI DE PRIM-AJUTOR ÎN CAZ DE ACCIDENT

În caz de accident, în funcție de gravitatea acestuia pot exista situații în care *îngrijirile pot fi date la locul de muncă* sau cazuri în care *se impune transportul accidentatului la spital.*

Pentru a putea asigura îngrijirea accidentaților la locul de muncă, trebuie să existe la fiecare loc de muncă (în întreprinderi — pentru fiecare atelier) un dulap de prim-ajutor care să conțină medicamentele specifice accidentelor posibile la locul respectiv de muncă, precum și o medicație generală pentru cazuri de urgență. De asemenea, dulapul trebuie să mai cuprindă: vată, pansamente sterile, garou de cauciuc, seringă, lupodermică, pensă, foarfece, precum și un aparat de respirație artificială de tip „gură la gură".

a. Primul ajutor în cazul fracturilor și entorselor

Fractura trebuie imobilizată. În acest scop, se folosesc atele sau alte mijloace improvizate (scîndurele, bețe etc.). Atelele se așază de-a lungul membrului sau regiunii fracturate, legîndu-se strîns cu o fașă sau cu alt material. Lungimea atelelor trebuie să depășească cele două capete ale osului fracturat. Dacă fractura este deschisă, se va face pansarea rănii, apoi se imobilizează fractura.

Dacă s-au produs entorse și luxații, se va imobiliza articulația și accidentatul va fi transportal la spital.

b. Primul ajutor în cazul arsurilor

La arsurile chimice se tamponează locul arsurii cu o cîrpă uscată; apoi se spală cu o cantitate mare de apă. La sfîrșit, arsurile cu acizi se spală cu o soluție de 5% bicarbonat de sodiu, iar arsurile cu baze se spală cu o soluție de acid acetic (oțet diluat în apă).

La arsurile termice, suprafaţa arsă se pansează cu material steril, iar bolnavul se transportă la cabinetul medical.

c. Primul ajutor în caz de electrocutare

Se va proceda în primul rînd la *scoaterea accidentatului de sub tensiune.* Aceasta se poate realiza prin deconectarea acelei părţi a instalaţiei cu care accidentatul se află în atingere.

Atingerea părţilor metalice aflate sub tensiune provoacă o contractare convulsivă a muşchilor, în urma căreia, dacă accidentatul ţine un conductor în mînă, degetele se strîng atît de tare, încît mîna nu-i poate fi desprinsă de pe conductor.

Dacă scoaterea instalaţiei de sub tensiune nu se poate executa suficient de repede, trebuie luate măsuri pentru îndepărtarea accidentatului de părţile conductoare pe care le atinge. În acest caz, este necesar să se ţină seama că atingerea accidentatului, care se găseşte sub tensiune, prezintă un pericol pentru viaţa celui care intervine. De aceea, pentru îndepărtarea accidentatului de părţile aflate sub tensiune joasă, se va întrebuinţa o haină uscată, o scîndură sau alt material neconductor. *Se interzice folosirea în acest scop a obiectelor metalice sau umede.* Pentru izolare, se vor utiliza mănuşi de cauciuc, galoşi de cauciuc electroizolanţi, covor de cauciuc etc.

Dacă accidentatul se află la înălţime, trebuie să se evite pericolul de cădere.

După scoaterea de sub tensiune, accidentatul va fi culcat într-un loc uscat şi umbrit, i se vor descheia hainele şi i se va încălzi corpul cu sticle cu apă caldă.

Dacă nu respiră şi aparent lipsesc semnele de viaţă, i se va face respiraţie artificială, după ce s-au scos hainele care îl stingheresc şi s-au descheiat restul veştmintelor.

Respiraţia artificială se poate realiza prin diferite metode, în funcţie de starea accidentatului şi de numărul persoanelor care acordă ajutorul. O metodă simplă este procedeul de suflare gură la gură.

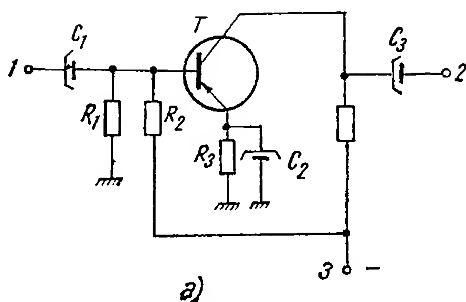
În cazul în care accidentul este foarte grav, accidentatul trebuie transportat la spital, şi deci este necesar ca la fiecare loc de muncă (în întreprinderi — pe ateliere) să existe afişat vizibil numărul de telefon al salvării, pompierilor şi miliţiei, precum şi calea de acces spre cel mai apropiat telefon.

Asigurarea unui bun instructaj de N.T.S.M. a întregului personal asigură pe de o parte prevenirea accidentelor, iar pe de alta minimizarea efectelor acestora atunci cînd s-au produs.

C. TEHNOLOGII DE REALIZARE A CIRCUITELOR ELECTRONICE

Se cunosc două moduri principial deosebite de realizare a circuitelor electronice şi anume: *circuite realizate cu componente discrete; circuite realizate cu componente integrate.*

Din punctul de vedere al modului de realizare a cablajului, se pot distinge următoarele tehnologii:



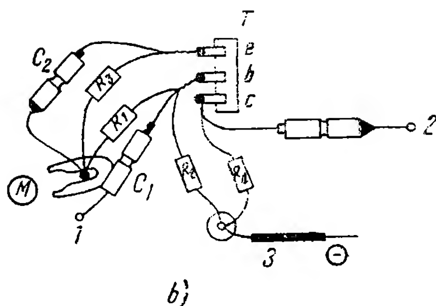


Fig. 17.1. Etaj de audiofrecvență tranzistorizat:
a — schema de principiu; *b* — schema de cablaj executată prin metoda cablajului filar.

— *echipamentul electronic cu sașiu metalic sau nemetalic*, la care cablarea se face spațial cu fire conductoare (cablaj filar) utilizînd reglete, puncte de sprijin, socluri etc.;

— *echipament electronic fără șasiu*, la care montarea pieselor se face pe o placă izolatoare prin metoda cablajului semiimprimat sau imprimat (cablaj plan);

— *echipament electronic care utilizează tehnica circuitelor imprimate*. În acest caz atît componentele (sau numai o parte din ele) cît și cablajul se realizează prin imprimare pe o placă izolatoare;

— *echipament electronic care utilizează circuite integrate*. Integrarea se poate face fie total, fie parțial, pe blocuri funcționale (*AF*, *AFI*, *RF* etc.). În acest ultim caz interconectarea între blocuri se poate realiza prin una din tehnologiile de mai înainte.

Împărțirea în blocuri funcționale se poate face însă utilizînd oricare din tehnologiile de mai sus. Realizarea blocurilor funcționale prezintă avantaje în cazul reparațiilor, deoarece înlocuirea blocului permite o localizare rapidă a defectului. În vederea realizării posibilităților unei înlocuiri rapide a blocurilor funcționale, interconectarea lor se realizează uneori cu mufe contactoare. Tehnica cablajului filar și tehnica cablajului imprimat pot fi aplicate în construcția echipamentelor electronice, chiar

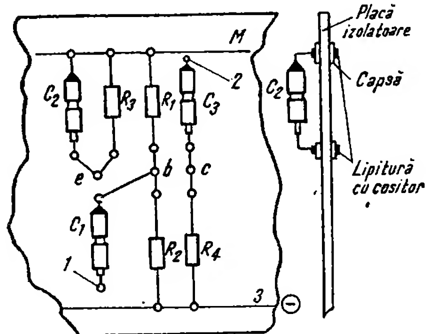


Fig. 17.2. Schema de cablaj a etajului din figura 17.1, *a* executat prin metoda cablajului semiimprimat.

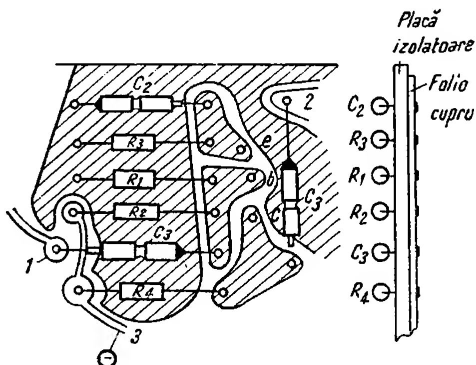


Fig. 17.3. Schema de cablaj a etajului din figura 17.1, *a* executat prin metoda cablajului imprimat.

dacă nu se dispune de un utilaj tehnologic avansat. Pentru aplicarea tehnicii circuitelor imprimate sau a circuitelor integrate, este necesară fie utilizarea unui utilaj tehnologic adecvat, fie a unor blocuri funcţionale integrate gata realizate. În acest ultim caz, interconectarea între blocurile funcţionale integrate se realizează de obicei prin tehnica cablajului imprimat.

Pentru asigurarea unui contact electric corespunzător între diversele componente ce urmează a fi interconectate, se utilizează fie lipirea cu cositor Lp 60, fie sudarea. Prima metodă prezintă avantajul că lipitura poate fi refăcută de un număr oarecare de ori şi poate fi realizată cu mijloace tehnologice relativ simple. Are însă dezavantajul că implică o tehnologie corectă de realizare pentru a nu conduce la mărirea rezistenţei de contact în timp. Din acest motiv „fiabilitatea" (siguranţa în funcţionare) lipiturilor este mică comparativ cu fiabilitatea componentelor electronice moderne. Sudarea prezintă avantaje în ceea ce priveşte rezistenţa mecanică şi electrică, dar necesită utilaj tehnologic mai complicat şi nu permite desfacerea legăturii decît prin secţionare. În tehnica circuitelor integrate conexiunile dintre diversele componente ale circuitului se realizează prin sudare, ceea ce asigură o fiabilitate ridicată. Astfel se explică faptul că circuitele integrate pot avea o fiabilitate mai bună decît a componentelor electronice discrete (rezistenţe, tranzistoare etc.).

D. MODUL DE AŞEZARE A SUBANSAMBLURILOR ŞI PIESELOR PE ŞASIU

Realizarea schemei de cablaj a unui radioreceptor la care se cunoaşte schema de principiu impune alegerea unei aşezări judicioase a pieselor pe şasiu sau pe placa cu circuite imprimate astfel încît schema de cablaj să reprezinte pe cît posibil mai îndeaproape schema de principiu a radioreceptorului (să conţină cît mai puţine elemente parazite şi de valoare cît mai mică). Pentru realizarea schemei de cablaj va trebui să se ţină seamă în primul rînd de modul în care sînt plasate comenzile manuale ale radioreceptorului (comutatorul de unde, potenţiometrele de volum şi ton, axul butonului de acord fin etc.). Plasarea acestor comenzi depinde de estetica ansamblului general al radioreceptorului. Odată aceste comenzi stabilite ca poziţie, urmează stabilirea poziţiei celorlalte piese. Plasarea celorlalte piese trebuie făcută ţinînd seamă de următoarele criterii :

— plasarea elementelor urmărindu-se schema-bloc a radioreceptorului ;
— aranjarea pieselor astfel încît elementele parazite să fie minime ;
— legăturile de conexiune să fie cît mai scurte posibil.

În funcţie de aceste criterii se caută poziţiile cele mai convenabile ale diverselor piese ale radioreceptorului realizîndu-se schema de cablaj. După verificarea schemei de cablaj cu schema de principiu a radioreceptorului, se verifică dacă schema realizată practic satisface într-adevăr cerinţele impuse (dacă radioreceptorul funcţionează cu parametrii proiectaţi).

În cazul schemelor de cablaj realizate prin cablaj filar (v. fig. 17.1) se observă aranjamentul corespunzător al pieselor astfel încît să se asigure lungimea minimă a conexiunilor. De asemenea, se observă plasarea pieselor urmărindu-se pe cît posibil schema-bloc a radioreceptorului. Pentru asigurarea unei puneri la masă a etajului cît mai bună, toate legăturile de masă ale etajului se conectează pe cît posibil într-un singur punct sau în

puncte foarte apropiate. Punctele de masă trebuie să fie cît mai judicios plasate pe şasiu, iar lipiturile la aceste puncte de masă trebuie să fie realizate cît mai bine. În caz contrar apar reacţii, care pot duce fie la înrăutăţirea performanţelor radioreceptorului, fie la ieşirea acestuia din funcţiune.

În cazul schemelor de cablaj realizate prin metoda circuitelor semiimprimate (v. fig. 17.2) legăturile de masă vor fi realizate cu fire pe cît posibil mai groase.

În cazul schemelor de cablaj realizate prin metoda circuitelor imprimate, marginea exterioară a plăcii cu circuite imprimate o va constitui legătura de masă. Din motive de economie şi de rapiditate în executarea circuitelor imprimate se vor coroda numai porţiunile care delimitează circuitele imprimate nu şi restul plăcuţei care, prin conectarea la masă, va servi drept ecran, aşa cum se observă şi din figura 17.3. Aşezarea rezistenţelor şi condensatoarelor pe placa cu circuite imprimate sau semiimprimate se va face pe cît posibil astfel încît piesele să fie dispuse ori pe linii verticale ori pe linii orizontale. Acest lucru este cerut în special de faptul că pentru a se putea da uşor găurile cu o matriţă de tip universal, indiferent de desenul circuitelor imprimate, aceste găuri vor trebui totdeauna plasate la colţurile unui rastru format din pătrate cu latura de 2,5 mm (rastru modul 2,5). Conform aceluiaşi standard, găurile vor avea un diametru de 1,3 mm (găurile necesare pentru fixarea unor piese nestandardizate pot avea şi alte diametre). Este posibilă şi altă aranjare a pieselor, cu condiţia ca ele să respecte totuşi modulul rastrului. O astfel de aranjare însă nu asigură o compactitate bună a montajului, acesta fiind în acest caz neeconomic.

În cazul unor radioreceptoare miniatură din cauza lipsei de spaţiu în plan orizontal, piesele sînt dispuse pe verticală. În acest mod se realizează o compactitate mai bună a ansamblului (fig. 17.4). Pentru modul de realizare a schemei de cablaj după schema de principiu nu se pot indica decît principii generale de care trebuie să se ţină seamă în aranjarea pieselor aşa cum s-a arătat mai sus. Nu există însă o metodă care poate fi utilizată pentru determinarea schemei de cablaj optim atunci cînd se cunoaşte schema de principiu a radioreceptorului. Din acest motiv este bine să se realizeze prin încercări mai multe desene la scara 1 : 1, urmînd a fi utilizată în practică varianta care prezintă avantajele cele mai mari.

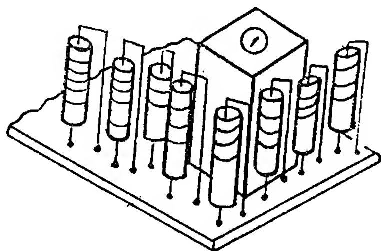


Fig. 17.4. Modul de dispunere a pieselor în sistemul 3*D* în cazul cablajului imprimat sau semiimprimat.

F. ASAMBLAREA PIESELOR ŞI SUBANSAMBLURILOR

Piesele mari trebuie asamblate astfel încît să se asigure o bună fixare mecanică pe şasiu şi mai apoi a şasiului în casetă. Pentru fixare se pot utiliza mai multe metode.

O metodă utilizează şuruburi de fixare cu piuliţe încastrate, cu piuliţe normale sau prin înşurubarea directă a şuruburilor în diversele piese de care se face fixarea.

Un alt sistem de fixare utilizează nituirea. În acest caz însă, piesele odată fixate nu mai pot fi desfăcute în mod simplu, ci doar prin deteriorarea niturilor de fixare.

În cazul în care fixarea pieselor nu trebuie să reziste la forțe de tracțiune mari (și este vorba de piese de dimensiuni relativ mici) fixarea se poate face rin capsare. Acest sistem prezintă același dezavantaj ca și nituirea.

În unele cazuri fixarea pieselor se face utilizînd urechi care se prind prin îndoire sau răsucire. Acest sistem permite desfacerea pieselor în cazul că acest lucru este necesar, cel mult o dată sau de două ori, după care de obicei urechile de prindere se rup datorită îndoirilor repetate.

Un alt sistem de prindere utilizat atunci cînd piesele care trebuie prinse una de alta se fixează definitiv este sistemul de sudură prin punctare. Acest sistem este utilizat numai pentru fixarea pieselor din tablă nu prea groasă (maximum 1,5 mm). Piesele sau ansamblurile a căror prindere nu trebuie să fie prea rigidă, cum ar fi de exemplu fixarea condensatorului variabil pe șasiu sau fixarea șasiului de casetă, se fixează cu ajutorul unor pufere de cauciuc ca în figură 17.5. Sistemul de fixare cu pufere prezintă avantajul că în cazul unor șocuri mecanice transmise sub formă de vibrații la una din piesele respective, acestea nu se transmit și la cealaltă piesă decît în mică măsură. Sînt atenuate în special frecvențele înalte din spectrul șocurilor mecanice respective. Frecvența joasă limită începînd de la care atenuarea amplitudinii șocurilor mecanice este mai mică decît cea necesară depinde de calitatea cauciucului din care sînt confecționate puferele, precum și de modul în care este realizată prinderea. În general dacă sistemul de prindere este realizat ca în figura 17.5, frecvența limită este de ordinul a 60 —200 Hz în funcție de cît de dur sau de moale este cauciucul utilizat pentru pufere. Unui cauciuc mai moale îi va corespunde o frecvență limită mai coborîtă, dar sistemul va prezenta dezavantajul unui joc mecanic mai mare. Modul de fixare prin pufere este utilizat pentru toate piesele sau ansamblurile supuse efectului microfonic, cum ar fi spre exemplu : condensatorul variabil de *MA* sau *MF* (sau inductanța variabilă de acord de pe *MF*), primul tub amplificator de *AF* în ipoteza în care sensibilitatea la bornele de *PU* este ridicată (sau în cazul magnetofoanelor), picupul propriu al radioreceptorului, atunci cînd acest picup are o doză cu cristal etc. Pentru a coborî cît mai mult frecvența limită și a evita în consecință microfonia la frecvențe cît mai reduse (și anume a coborî frecvența limită pînă la acele valori care ies din banda amplificatorului de *AF*) se utilizează sistemul de prindere cu pufere de mai multe ori, de exemplu fixarea condensatorului variabil de șasiu se face cu pufere, iar șasiul se fixează de casetă tot cu pufere. Astfel, vibrațiile mecanice generate de difuzor (sau difuzoare) fixat rigid pe casetă ajung în consecință la condensatorul variabil prin intermediul a două fixări cu pufere.

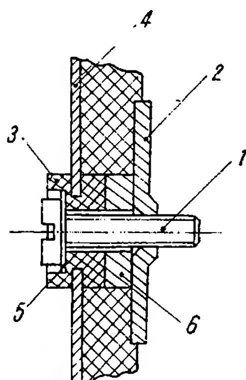


Fig. 17.5. Modul de fixare a condensatorului variabil prin pufere :

1 – șurub de prindere; 2 – ansamblu de condensator variabil; 3 – pufer din cauciuc; 4 – șasiul; 5 – șaibă; 6 – distantier.

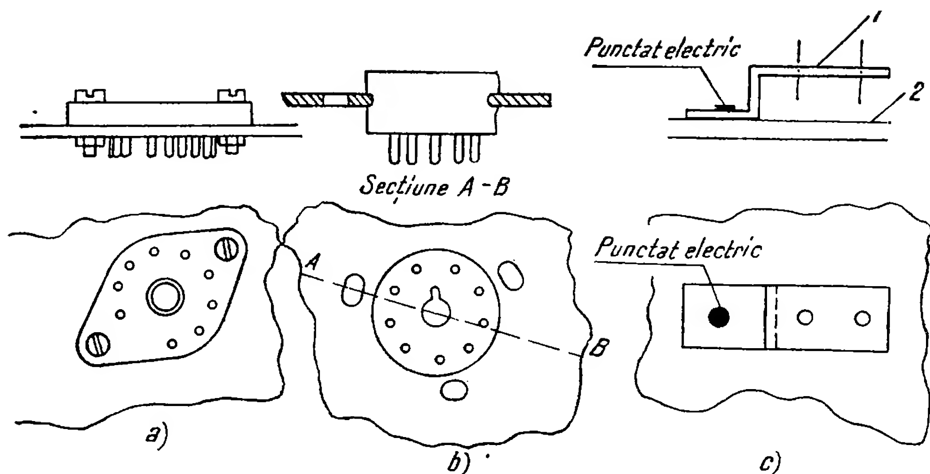


Fig. 17. 6. Diverse sisteme de fixare a pieselor de șasiu :
a — fixarea soclului cu șuruburi cu piuliță ; b — fixarea soclului prin îndoirea unor porțiuni de șasiu ; c — fixarea unei scoabe în Z prin punctare electrică.

În figura 17.6 se arată modul de fixare a cîtorva piese pe șasiu prin metodele indicate mai sus.

Fixarea pieselor mărunte (rezstențe, condensatoare) se face prin lipirea reoforilor direct fie pe reglete, fie la contactele soclurilor, fie la punctele de sprijin (fig. 17.7). Dacă cablajul este realizat pe circuite semiimprimate, sau imprimate, numai piesele foarte mari sînt fixate prin mijloacele indicate mai sus, celelalte piese fixîndu-se direct prin fixarea reoforilor la placa cu circuite imprimate sau semiimprimate. Pentru asamblarea acestor plăci se utilizează de obicei șuruburi de prindere.

În figura 17.8 se arată modul de fixare a diverselor piese și subansamble în cazul radioreceptorului portabil tranzistorizat „Turist“. Pentru fixarea pieselor mari s-au utilizat șuruburi sau capse, iar piesele mici (rezistențe, condensatoare, tranzistoare, diode, transformatoare *FI* etc.) au fost fixate direct pe plăcile cu circuite imprimate. Pentru fixarea difuzorului de casetă precum și a unor ornamente s-a folosit metoda urechilor de prindere. Radioreceptoarele moderne utilizează în construcția lor din ce în ce mai mult piese din masă plastică. Astfel, butoanele, ornamentele, scala, în unele cazuri chiar casetele, părțile izolatoare din comutatoarele de unde, carcasele bobinelor etc. sînt realizate din mase plastice. Datorită avantajelor pe care le prezintă, carcasele bobinelor sau părțile izolatoare ale comutatoarelor de undă de tip claviatură sau chiar regletele utilizate ca suport pentru circuitele de *RF* sînt realizate din polistiren.

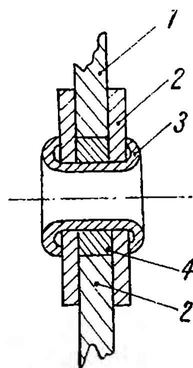


Fig. 17.7. Punct de sprijin :
1 — șasiu ; 2 — șaibă din izolatoare pertinax ; 3 — capsă ; 4 — șaibă distanțier.

Fixarea pieselor din polistiren se poate realiza fie prin lipire, utilizînd o soluție de polistiren în benzen, fie

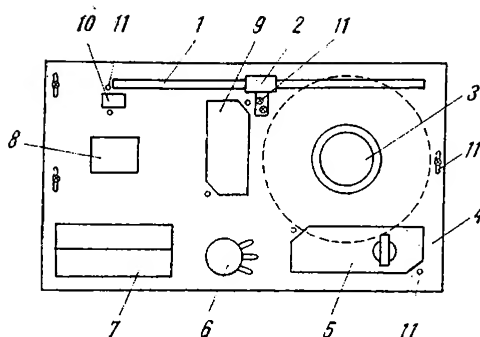


Fig. 17.8. Fixarea subansamblurilor în cazul radioreceptorului „Turist".

1 — bară ferită; 2 — scoabă de fixare a barei din ferită; 3 — difuzor; 4 — șasiu; 5 — bloc funcțional *AF*; 6 — potențiometru de volum fixat cu piuliță; 7 — baterie de alimentare; 8 — condensator variabil fixat cu pufere; 9 — bloc funcțional *FI*; 10 — comutator de game; 11 — șuruburi de fixare autofiletante.

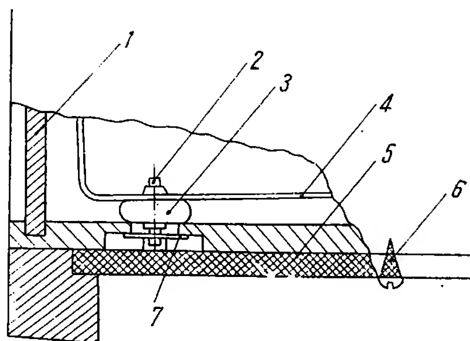


Fig. 17.9. Modul de fixare a șasiului unui radioreceptor de casetă prin intermediul puferelor:

1 — casetă; 2 — șurub de fixare a șasiului; 3 — pufer din cauciuc; 4 — șasiu de radioreceptor; 5 — placă fund serviciu; 6 — holt șurub pentru prindere placă fund serviciu; 7 — șaibă.

prin deformarea la cald (cu ajutorul ciocanului de lipit) a unor știfturi care trec prin găurile date în piesa de fixare. Metoda fixării prin deformare la cald nu mai permite desfacerea piesei din material plastic decît dacă știfturile deformate sînt rupte. Utilizînd metoda fixării prin lipire se pot fixa și piese mari, cum ar fi spre exemplu scalele. Această metodă însă prezintă dezavantajul că după lipire trebuie să treacă un timp relativ lung necesar uscării lacului folosit la lipire.

Din acest motiv, uneori pentru lipirea unor piese metalice de piese din material plastic (cum ar fi de exemplu fixarea ornamentelor de butoane) se utilizează rășini epoxidice, compuse din două soluții care pot fi păstrate separat un timp nedefinit. La amestecare, soluția rezultată se întărește foarte rapid făcînd o priză bună. Timpul necesar pentru întărirea soluției este în unele cazuri foarte scurt (10—15 min). Aceste cleiuri mai prezintă și avantajul unei foarte bune prize atît cu obiectele metalice cît și cu obiectele din mase plastice. Ca exemplu de rășină epoxidică se poate da movitalul sau paluxul (lacul utilizat pentru parchete) sau nestrapolul.

Dacă piesele sînt din plexiglas, pentru lipirea lor va trebui utilizat un lac alcătuit din plexiglas dizolvat fie în cloroform fie în acid acetic glacial fie în dicloretan. Piesele din plexiglas pot fi fixate de asemenea prin deformare la cald (cu ciocanul de lipit).

Piesele din polietilenă nu pot fi lipite, fixarea lor făcîndu-se numai prin deformare la cald sau prin înglobare mecanică. Se poate realiza astfel un sistem de prindere a butoanelor radio fără șuruburi (prin simpla elasticitate a unei garnituri interioare din polietilenă a butonului din polistiren, axul butonului fiind puțin tronconic).

Piesele din lemn (cum ar fi caseta spre exemplu) necesită sisteme de fixare adecvate. Astfel, pentru fixarea șasiului de casetă se utilizează șuruburi și pufere ca în figura 17.9.

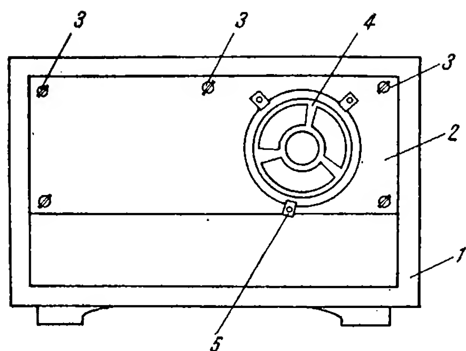


Fig. 17.10. Sistemul de fixare a şalwandului de casetă:
1 – casetă; 2 – salwand; 3 – holtşuruburi de prindere; 4 – difuzor; 5 – scoabe de fixare a difuzorului.

Difuzoarele pot fi fixate pe casetă fie cu şuruburi, fie cu scoabe ca în figura 17.10. Fixarea şalwandului (a plăcii pe care sînt montate difuzoarele şi care este acoperită cu pînză) de casetă se face de obicei prin intermediul unor holtşuruburi (şuruburi de lemn). Acelaşi mod de fixare se utilizează şi în cazul plăcii spate şi plăcii fund serviciu. În alte cazuri fixarea şalwandului se face utilizînd scoabe de prindere fixate prin intermediul unor şuruburi.

Capitolul 18

APARATURA NECESARĂ PENTRU REPARAREA RADIORECEPTOARELOR, PICUPURILOR ȘI MAGNETOFOANELOR

A. GENERALITĂȚI

Radioreceptoarele se depanează în condiții satisfăcătoare numai în cadrul unui atelier echipat cu scule corespunzătoare și aparate de măsurat adecvate.

În cazul utilizării unor aparate cu caracteristici necorespunzătoare punctelor de măsurare din radioreceptor apar erori de măsurare care pot fi interpretate ca deranjamente ale radioreceptorului.

Depanarea unui radioreceptor nu este echivalentă cu punerea acestuia în stare de funcționare, ci presupune și aducerea la performanțele indicate de fabrica constructoare. Acest deziderat reclamă depanatorului cunoștințele necesare privind tehnica măsurărilor, precum și capacitatea de a aprecia corect modul cum performanțele radioreceptorului sînt influențate de modificarea valorii diferitelor piese și elemente de circuit.

B. ORGANIZAREA ATELIERULUI DE DEPANARE

La organizarea atelierului de depanare se va ține seama de volumul producției, de suprafața disponibilă, de specificul lucrărilor etc. Pe lîngă atelierul de depanare propriu-zis trebuie să existe un birou pentru primirea, înregistrarea și întocmirea fișelor de recepție, ca și pentru depozitarea și eliberarea radioreceptoarelor. Schema de organizare poate fi diferită de la un atelier la altul. În principiu, succesiunea lucrărilor de depanare impune o anumită împărțire a locurilor de muncă, după cum urmează :

— loc pentru încercări preliminare ;
— loc pentru detectarea și înlăturarea deranjamentelor ;
— loc pentru acordarea receptoarelor și măsurarea performanțelor lor ;
— loc pentru lucrări mecanice și bobinaj.

În atelierele mici, o parte din locurile de muncă pot fi contopite, reducîndu-se astfel numărul utilajelor tehnice și al aparatelor de măsurare și de control necesare.

În ansamblu, atelierul trebuie să cuprindă : mese pentru lucrări de depanare, dulapuri pentru aparatele de măsurat, pentru piese, materiale și scule, rafturi pentru păstrarea aparatelor, cărților de specialitate, schemelor și altor documentații, lămpi de perete și de masă la locurile de lucru, tablou general de distribuție pentru lumină, prize etc. De asemenea, este necesar un birou pentru păstrarea evidenței lucrărilor și materialelor.

C. DOTAREA ATELIERULUI DE REPARARE CU UTILAJE, SCULE ȘI APARATE DE MĂSURARE ȘI CONTROL

1. LOCUL PENTRU ÎNCERCĂRI PRELIMINARE

Locul pentru încercări preliminare servește și la încercările de durată ale radioreceptoarelor. În acest scop, trebuie să existe un tablou de distribuție (fig. 18.1) cu prize de alimentare pentru curent continuu și alternativ, prize pentru alimentarea filamentelor și pentru tensiune anodică, rețea de audiofrecvență, difuzor de control, bucșe de antenă și pămînt și aparate industriale de măsurat (montate pe tablou).

La acest loc trebuie să existe aparate industriale de măsurat.

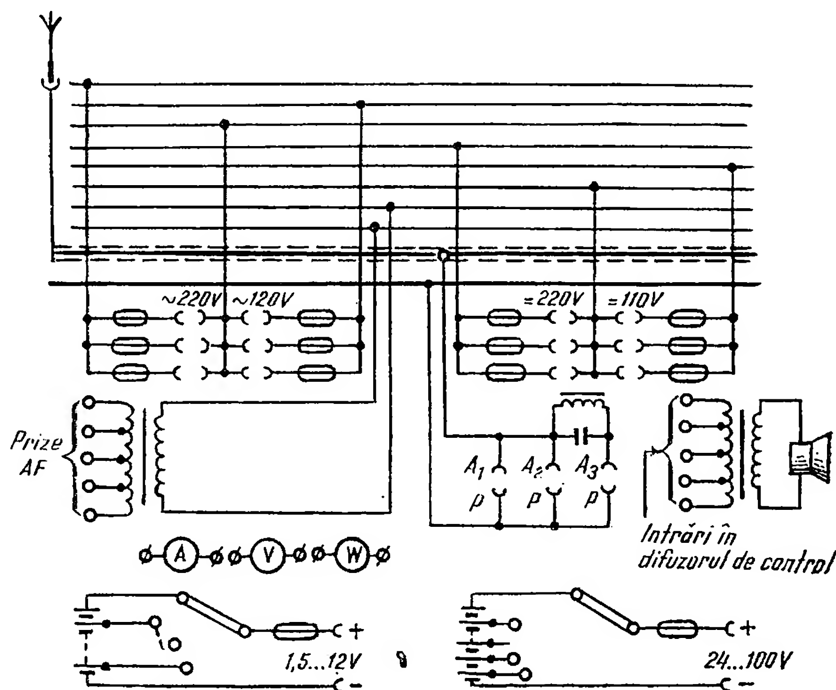


Fig. 18.1. Tablou de distribuție la locul de încercări preliminare.

Sculele folosite la încercările preliminare sînt : șurubelnițe de diferite mărimi (fig. 18.2), pensete neizolate (fig. 18.3), pensete izolate, ciocănel de cauciuc (fig. 18.4), chei fixe și tubulare (fig. 18.5) etc.

În acest loc de muncă este indicat să se scoată șasiul din casetă și să se monteze din nou în casetă după efectuarea încercărilor de durată asupra radioreceptorului. Casetele aparatelor se depozitează într-un raft, ținîndu-se evidența lor prin numere de ordine.

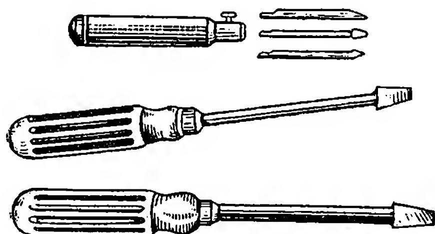


Fig. 18.2. Șurubelnițe de diferite dimensiuni.

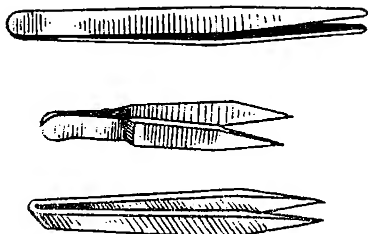


Fig. 18.3. Pensete neizolate.

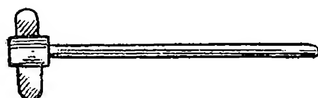


Fig. 18.4. Ciocănel de cauciuc.

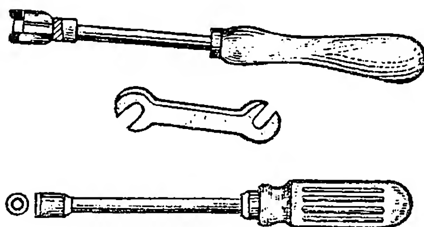


Fig. 18.5. Chei fixe și tubulare.

2. LOCUL PENTRU DETECTAREA DERANJAMENTELOR

Acest loc trebuie să fie dotat cu : tablou de distribuție, generatoare de semnale standard, generatoare de serviciu, generatoare de audiofrecvență cu nivel de ieșire reglabil și frecvență variabilă, voltampermetre (aparate universale), voltmetre electronice de curent continuu și alternativ, ohmmetre cu diferite scări, osciloscop catodic, undametru heterodină, wattmetru, indicator optic de acord, voltmetru de ieșire, amplificator de audiofrecvență cu sondă de detecție, Q-metre, catometre și tranzistometre.

Sculele utilizate în acest loc de muncă sînt : șurubelnițe de diferite mărimi, pensete, chei fixe și tubulare, clești de tăiat sîrmă (fig. 18.6, *a*, *b*),

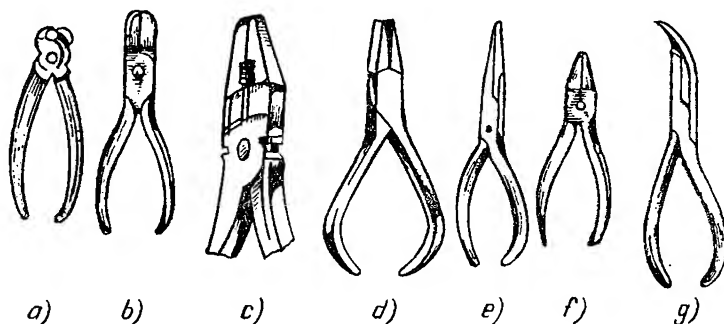


Fig. 18.6. Clești.

cleşte universal (patent) cu mîner izolat (fig. 18.6, *c*), cleşte cu vîrful lat (fig. 18.6, *d*), cleşte cu vîrful lung (cioc de raţă — fig. 18.6, *e*), cleşte cu vîrf rotund (fig. 18.6, *f*), cleşte cu vîrful îndoit (fig. 18.6, *g*).

Conductoarele de conexiune din receptoare pot fi aşezate şi îndreptate cu ajutorul sculelor reprezentate în figura 18.7.

Conexiunile şi elementele de circuit greu accesibile se controlează folosind o lampă de iluminat şi o oglindă dentară (fig. 18.8, *a* şi *b*).

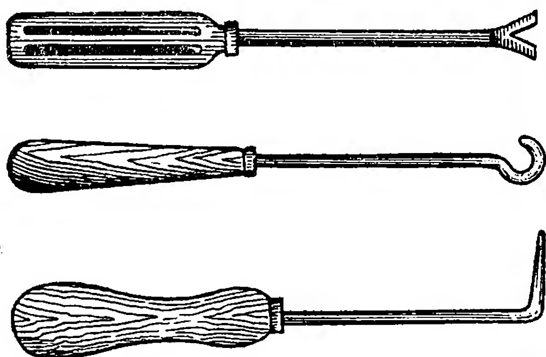


Fig. 18.7. Scule pentru îndreptarea conductoarelor.

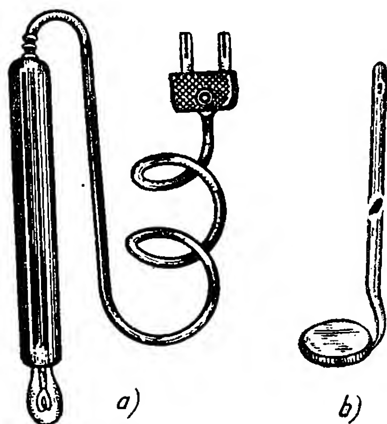


Fig. 18.8. Dispozitiv de control pentru locurile greu accesibile:
a — lampă de iluminat; *b* — oglindă dentară.

Dezizolarea şi curăţirea conductoarelor se poate efectua cu cleştele de tăiat sîrmă, cuţitul de atelier (fig. 18.9, *a*) sau cu o pensetă specială (fig. 18.9, *b*).

Pentru tăierea foiţelor subţiri, a ţesăturilor lăcuite, a conductoarelor subţiri etc., se foloseşte un foarfece obişnuit.

Locul pentru detectarea şi înlăturarea deranjamentelor mai poate fi dotat cu scule de acordare şi verificarea acordării, dacă atelierul nu este prevăzut cu o cabină specială (ecranată) pentru aceste operaţiuni.

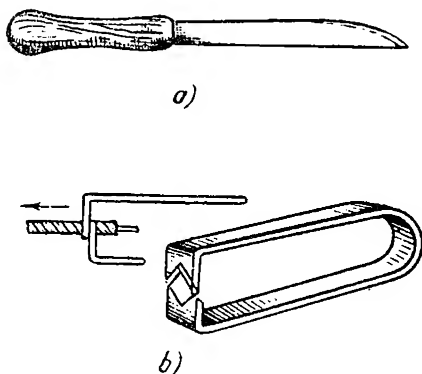


Fig. 18.9. Dispozitiv pentru dezizolarea şi curăţirea conductoarelor
a — cuţit de atelier; *b* — pensetă pentru dezizolat conductoare.

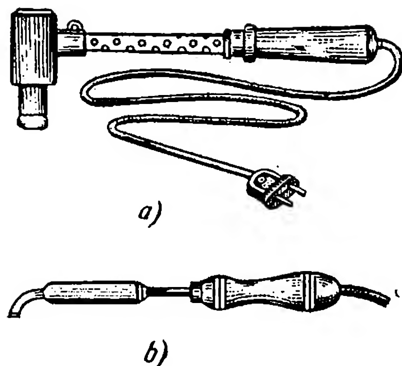


Fig. 18.10. Ciocane electrice de lipit : *a* – de putere mare ; *b* – de putere mijlocie și mică.

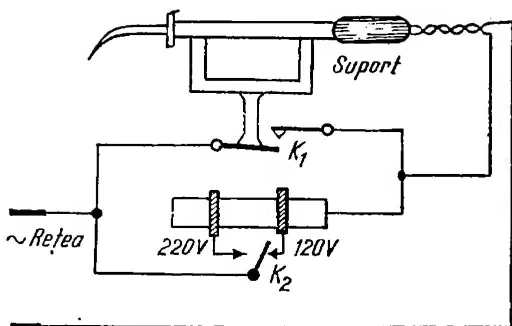


Fig. 18.11. Suport de menținere sub tensiune redusă a ciocanului de lipit în pauzele de lucru.

În timpul depanării, șasiul se așază pe o bucată de pîslă care trebuie să existe pe fiecare masă de lucru. Praful se curăță cu pensule rotunde și plate.

Pentru lipirea și dezlipirea conductoarelor și elementelor de circuit se folosesc *ciocane electrice de lipit* (fig. 18.10, *a* și *b*), eventual pistoale de lipit.

Calitatea lipiturilor depinde, în afară de îndemînarea depanatorului și de alegerea și starea ciocanului de lipit. În atelier trebuie să existe ciocane de lipit de diferite puteri. Ciocanele de lipit de putere mare (150—200 W) sînt utilizate la lipirea conductoarelor groase și a suprafețelor mari (lipituri la șasiu), ciocanele de putere mijlocie (50—100 W) la lipiturile obișnuite, iar cele de putere mică (pînă la 50 W) la lipirea tranzistoarelor, diodelor și mai ales la lipiturile de plăci imprimate.

Utilizarea ciocanului de lipit la intervale mari de timp, fără a fi scos din priză, impune introducerea în circuitul de alimentare a unui dispozitiv de reducere a tensiunii (fig. 18.11) în pauza de lucru. Contactul K_1 se închide la ridicarea ciocanului de pe suport. Comutatorul K_2 permite utilizarea ciocanului la tensiuni de 220 V sau 110 V.

Întreținerea în stare de funcționare a ciocanului de lipit comportă următoarele :

— păstrarea lui sub tensiune redusă în pauzele de lucru ;

— curățirea vîrfului de cupru, îndepărtîndu-se zgura și petele negre, prin pilire la rece și recositorindu-l ;

— menținerea vîrfului întotdeauna bine cositorit ; în timpul lucrului aliajul de pe vîrf trebuie să fie în stare lichidă și neoxidată ;

— răcirea vîrfului de cupru în aer liber, nu prin introducerea în apă ;

— folosirea unei paste decapante care să nu conțină acizi sau săruri corosive ; aceasta va fi preparată din colofoniu pur, activat sau reactivat.

Procesul de lipire necesită următoarele operații :

— se curăță locul de lipit ;

— se pregătesc conductoarele care urmează să fie lipite, eventual se cositoresc capetele și apoi se aplică un strat subțire de pastă decapantă ;

— cu vîrful ciocanului de lipit se ia numai atît cositor cît este necesar pentru o singură lipitură ;

— vîrful ciocanului de lipit trebuie să atingă cu partea sa lată toată suprafaţa locului de lipit (se evită atingerea locului de lipit numai cu muchia ciocanului);

— lipitura trebuie terminată în două trei secunde, fiind considerată bună dacă aliajul topit îmbracă complet locul şi conductoarele lipite, rezultînd o suprafaţă netedă şi lucioasă.

Supraîncălzirea pieselor în timpul lipirii poate fi înlăturată, dacă la o anumită distanţă de locul de lipit conductorul este ţinut cu o pensetă sau cu un cleşte cu vîrful lat, în vederea canalizării căldurii spre ele; această operaţie se impune în special atunci cînd se lucrează la aparate cu tranzistoare sau cu circuite imprimate. În acest caz, carcasa ciocanului de lipit trebuie să fie legată la pămînt, pentru a se evita apariţia curenţilor de fugă, care pot deteriora tranzistoarele.

Observaţie. Prin utilizarea unor scule corespunzătoare (de exemplu, alegerea şurubelniţei în funcţie de dimensiunile şurubului, alegerea cleştelui potrivit pentru operaţia ce se execută, folosirea ciocanului electric de lipit de putere corespunzătoare etc.) se reduce timpul de executare a reparaţiei, obţinîndu-se în acelaşi timp o calitate superioară a acesteia.

3. LOCUL PENTRU ACORDĂRI ŞI MĂSURAREA PERFORMANŢELOR

Este foarte important ca acest loc să fie corespunzător utilat, deoarece aici se restabilesc şi se verifică performanţele prevăzute pentru tipul de radioreceptor reparat. Este indicat ca măsurările să se efectueze într-o cameră ecranată, în care influenţele perturbatoare exterioare să fie minime. Ecranul poate fi realizat din plasă metalică legată la pămînt (fig. 18.12). Plasele metalice sînt montate pe un schelet de lemn, întregul ansamblu instalîndu-se pe izolatoare ceramice.

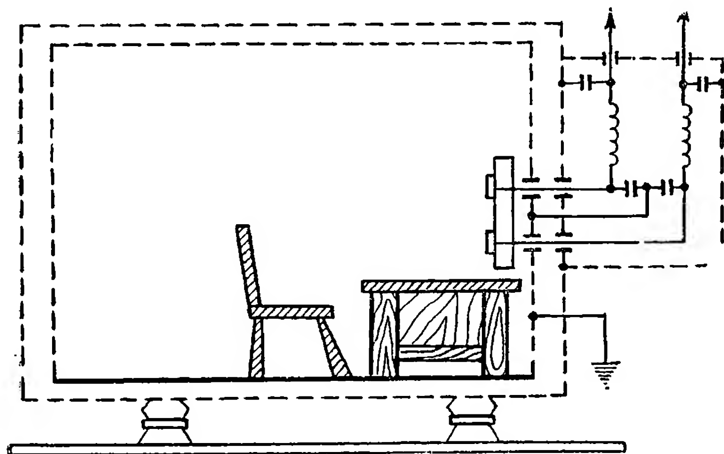


Fig. 18.12. Cameră ecranată în care se fac măsurările de performanţe şi acordarea radioreceptoarelor.

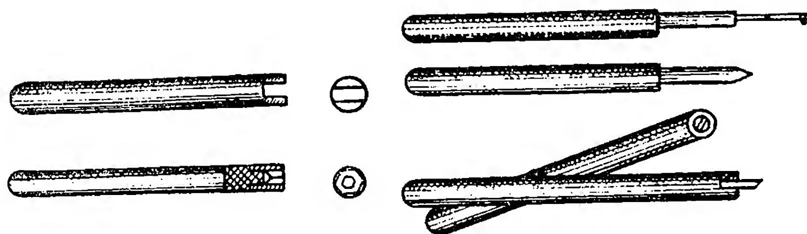


Fig. 18.13. Șurubelnițe și chei folosite la acord-aliniere.

Prizele de alimentare a camerei cu energie electrică se racordează la rețea prin intermediul unui filtru, care oprește frecvențele înalte.

Locul pentru acordări și măsurarea performanțelor radioreceptorului trebuie să fie dotat cu aparate de măsurat și de control și cu scule corespunzătoare, cum sînt :

— generatoare de audiofrecvență ;
— generatoare de serviciu de radiofrecvență ;
— generatoare de semnale standard cu modulație în amplitudine și cu modulație în frecvență (CGS) ;
— voltmetre electronice pentru audio și radiofrecvență ;
— undametru heterodină ;
— osciloscop catodic ;
— distorsiometru și analizor de armonici ;
— vobulator ;
— wattmetre de ieșire ;
— amplificator de audiofrecvență cu sondă de detecție (căutător de semnal — „signal tracer") ;
— microfon de măsurare ;
— amplificator de microfon ;
— înregistrator de nivel ;
— o parte din sculele utilizate la încercări preliminare (șurubelnițe și chei de reglare executate din lamele metalice nemagnetice și cu mînere din material izolant, pentru reducerea influenței asupra circuitelor care se acordează — fig. 18.13).

Pentru controlul alinierii radioreceptoarelor se utilizează o sondă formată dintr-un tub din material izolant, care are la un capăt o spiră în scurtcircuit sau o bară de alamă, iar la celălalt capăt, un bastonaș de ferită.

Conectarea generatoarelor de semnal standard de RF se face cu ajutorul unor antene artificiale standardizate sau cu antena cadru artificială.

4. LOCUL PENTRU LUCRĂRI MECANICE ȘI BOBINARE (ATELIERUL)

Lucrările mecanice și bobinarea se efectuează într-o încăpere separată de atelierul de depanare propriu-zis, din cauza zgomotelor și trepidațiilor produse de mașinile-unelte, care ar influența negativ operațiile de măsurare, de acordare etc. În acest loc de muncă se efectuează lucrări de lăcă-

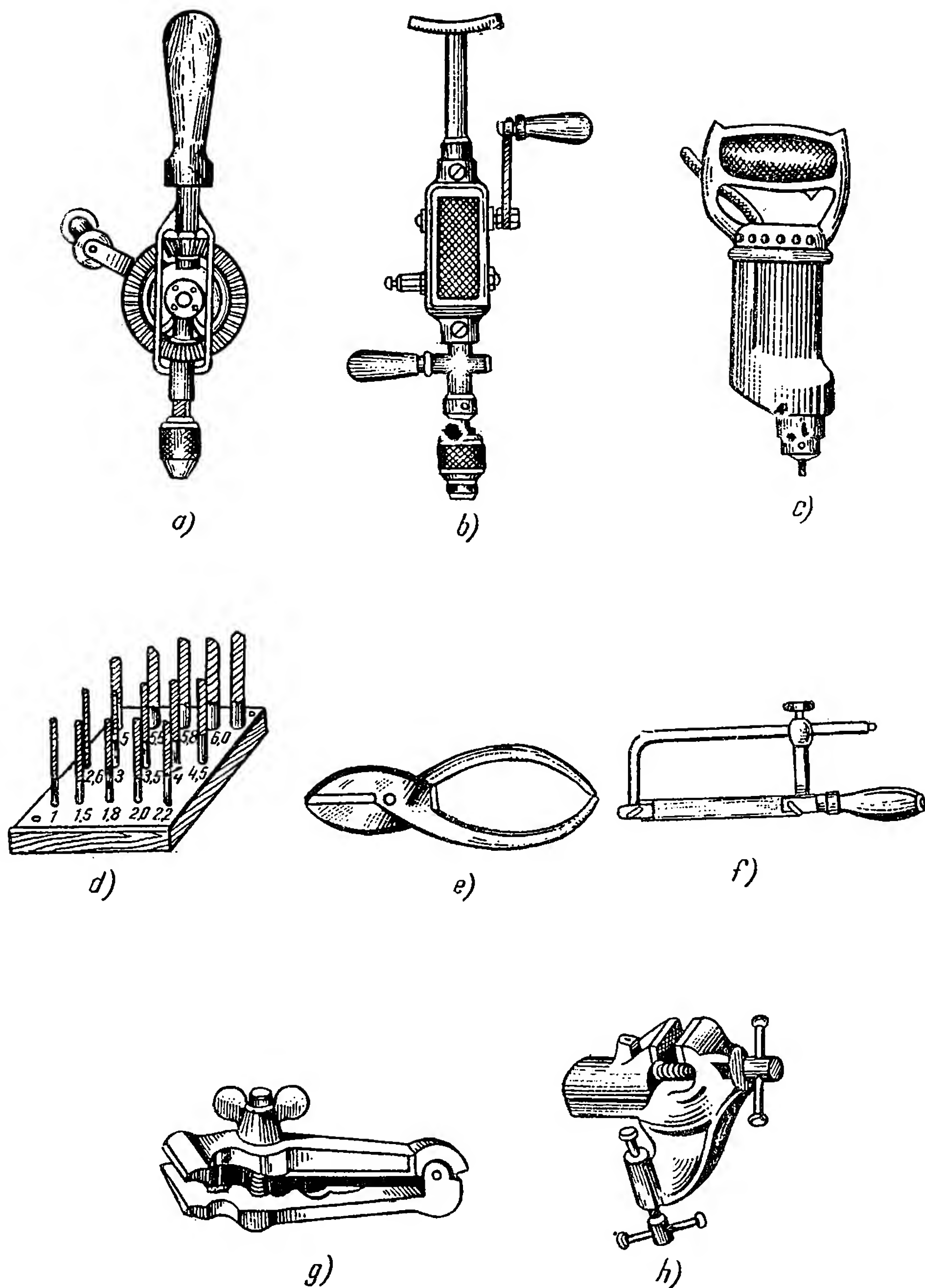


Fig. 18.14. Unelte pentru lucrări mecanice :

a, b — bormaşini manuale ; *c* — bormaşină electrică ; *d* — burghie de diferite mărimi ; *e* — foarfece de tăiat tablă ; *f* — ferăstrău de tăiat metale ; *g* — menghină de mînă ; *h* — menghină pentru bancul de lucru.

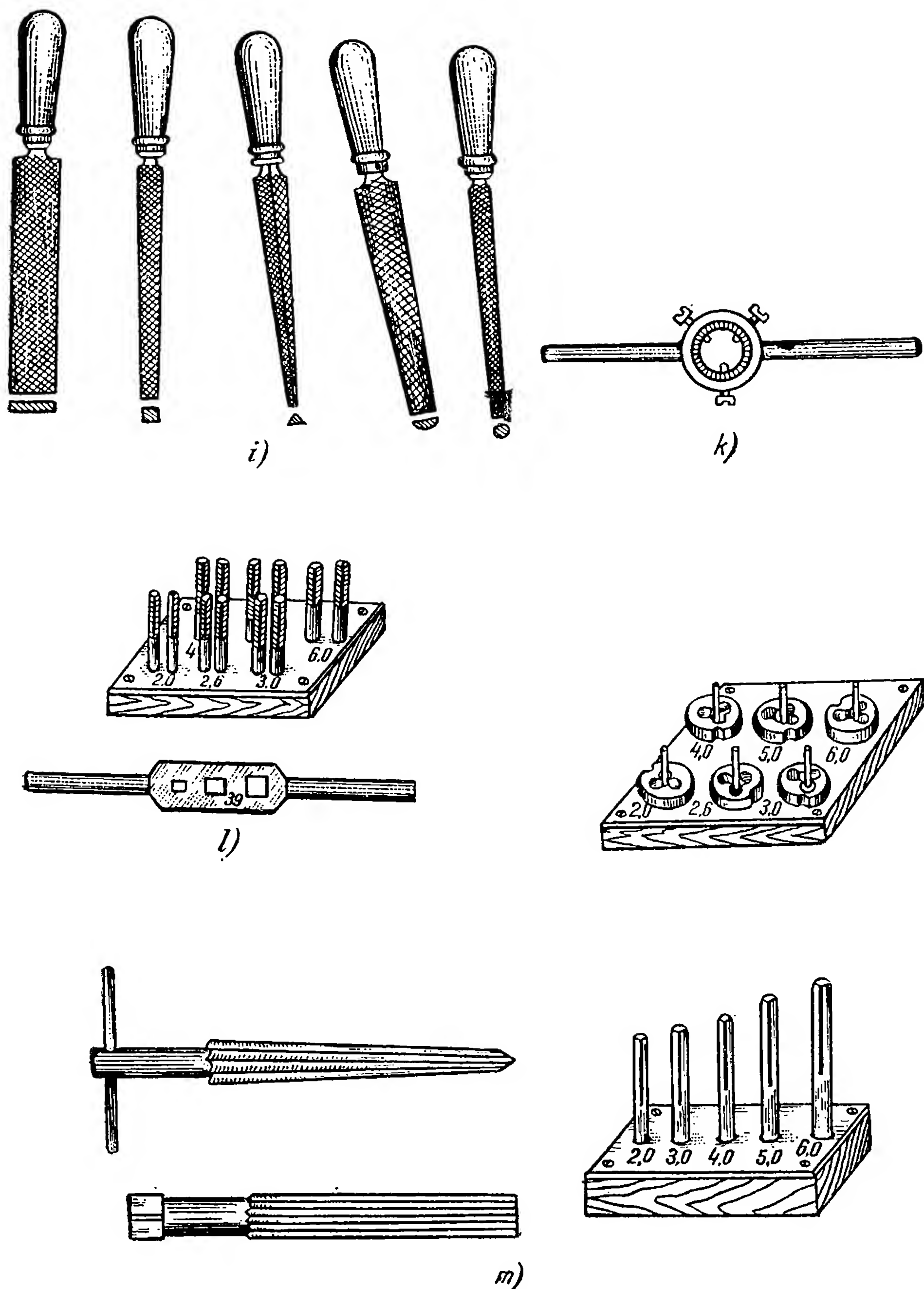


Fig. 18.14. Unelte pentru lucrări mecanice

i – pile de diferite mărimi și forme; *k* și *j* – filiere și tarozi de diferite mărimi; *m* – alezoare de diferite mărimi.

tușărie, de confecționare a șasiului clemelor și brățărilor de fixare a diferitelor elemente, bobinarea și rebobinarea transformatoarelor, a bobinelor de șoc și a bobinelor de înaltă frecvență.

Pentru executarea acestor lucrări atelierul trebuie să fie dotat cu :

— mașini de bobinat ;
— chei fixe și tubulare de diferite mărimi, chei franceze ;
— bormașină de mînă și electrică (fig. 18.14, *a*, *b*, *c*) ;
— burghie de la 1 la 12 mm (fig. 18.14, *d*) ;
— foarfece de tăiat tablă (fig. 18.14, *e*) ;
— ferăstrău de tăiat metale (fig. 18.14, *f*) ;
— menghină de mînă, menghină paralelă pentru bancul de lucru (fig. 18.14, *g* și *h*) ;
— nicovală de dimensiuni reduse ;
— placă de îndreptat tablă, ciocane de diferite dimensiuni și ciocan de lemn pentru îndreptat tabla ;
— polizor electric ;

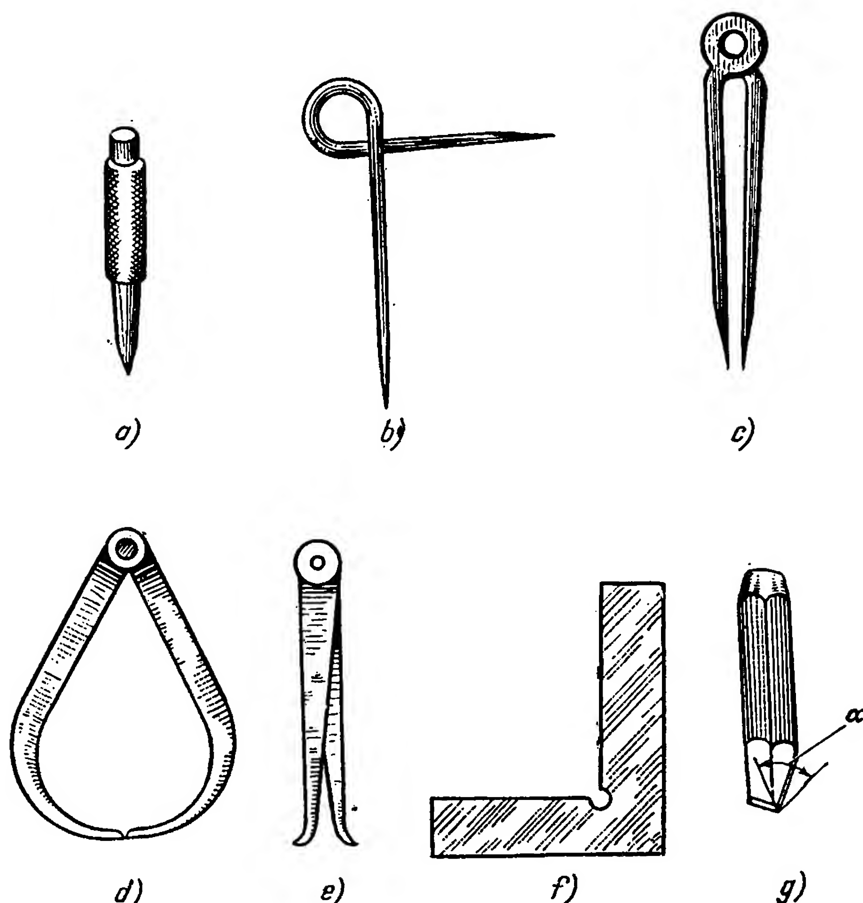
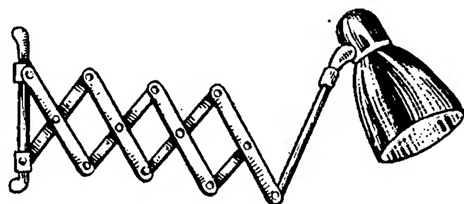


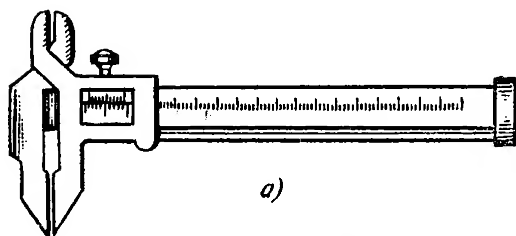
Fig. 18.15. Scule și dispozitive de trasat, de punctat și tăiat piese plane :
a — punctator ; *b* — ac de trasat ; *c* — compas metalic de trasat ; *d* — compas de grosime ; *e* — compas de interior ; *f* — echer metalic ; *g* — daltă de tăiat.

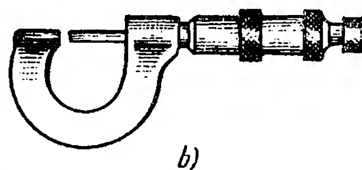
— pile de diferite mărimi şi forme (fig. 18.14, *i*);
— filiere şi tarozi de diferite mărimi, pentru filete exterioare şi interioare (fig. 18.14, *k* şi *l*);
— alezoare de diferite dimensiuni (fig. 18.14, *m*);
— punctator (cherner), ace de trasat, compas metalic, compas de grosime şi compas pentru interior, echer metalic, dălţi diferite (fig. 18.15, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*);
— lampă cu braţ pliant (fig. 18.16);
— şubler, micrometru, calibre de grosimi şi de filet, riglă metalică gradată (fig. 18.17, *a*, *b*, *c*, *d* şi *e*).

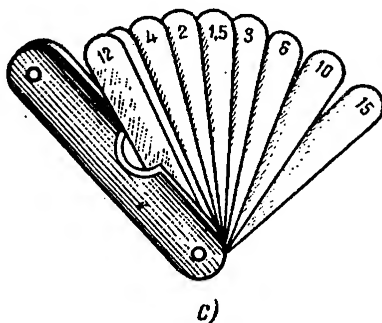
În atelier mai este necesar un strung de masă (fig. 18.18) pentru confecţionarea unor piese de dimensiuni reduse, pentru găurit, filetat etc. Dacă volumul de lucrări este mare, în atelier se instalează strunguri universale, bormaşini electrice verticale, maşini de îndoit, maşini de frezat etc.

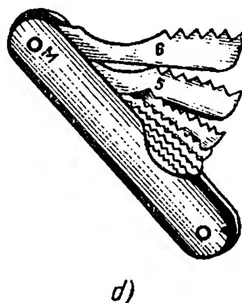
Fig. 18.16. Lampă cu braţ pliant.











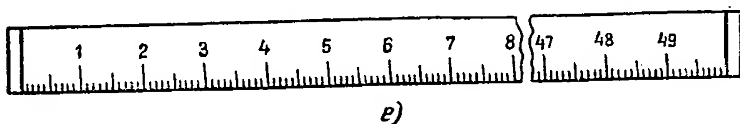


Fig. 18.17. Instrumente de măsurat şi control pentru lucrările mecanice

a — şubler; *b* — micrometru; *c* — calibre de grosimi; *d* — calibre de filet; *e* — riglă metalică gradată.

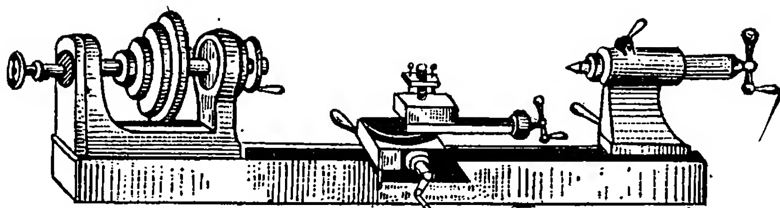


Fig. 18.18. Strung de masă.

D. DOMENIILE DE UTILIZARE A APARATELOR DE MĂSURARE ŞI CONTROL. CARACTERISTICILE PRINCIPALE

În timpul depanării, prin măsurările efectuate, depanatorul se informează asupra stării radioreceptorului. Utilizînd aceste date în mod judicios, depanatorul poate depista atît etajul sau elementul de circuit defect, cît şi cauzele deranjamentelor. Timpul de depanare poate fi scurtat printr-un număr minim de măsurări urmînd o anumită ordine logică şi cunoscînd precis performanţele şi domeniul de utilizare a aparatelor de măsurat şi control. Ca urmare, atelierul de depanare trebuie să fie dotat cu aparate electrice şi electronice în concordanţă cu specificul domeniului de măsurare.

1. APARATE ELECTRICE DE MĂSURARE

Aparatele electrice de măsurare se utilizează la măsurarea tensiunilor şi curenţilor în domeniul frecvenţelor industriale (50 Hz) şi în domeniul audiofrecvenţelor. Sînt folosite mai ales aparate de tipul voltampermetrelor (aparate universale). Cu unele aparate de acest tip se pot măsura şi elemente de circuit ca : rezistenţe, capacităţi, inductanţe. Din categoria aparatelor electrice simple fac parte şi ohmmetrele cu citire directă.

2. APARATE ELECTRONICE DE MĂSURARE ŞI CONTROL

a. Generatoare de semnal

Generatoarele de semnal furnizează tensiunile de diferite frecvenţe necesare în procesul de depanare şi control. Acestea pot fi de radiofrecvenţă (*RF*) şi audiofrecvenţă (*AF*).

● **Generatoarele de radiofrecvenţă** se împart în : generatoare de serviciu şi generatoare de semnale standard. Deosebirea dintre cele două categorii de generatoare constă în aceea că ultimele asigură o precizie mai mare a parametrilor de ieşire. În măsurările curente se folosesc generatoare de serviciu.

● **Generatoarele de audiofrecvenţă** se folosesc ca surse de tensiuni sinusoidale, pentru verificarea etajelor de audiofrecvenţă.

● **Generatoarele de impulsuri** sînt surse de semnale nesinusoidale, utilizate la modularea radiofrecvenţelor şi în depanarea radioreceptoarelor. Un generator de impulsuri de construcţie simplă este multivibratorul astabil, folosit pe scară largă de radioamatori în procesul de depanare, datorită spectrului larg de frecvenţă obţinut la ieşire.

b. Aparate electronice pentru urmărirea semnalelor şi măsurarea performanţelor

Astfel de aparate sînt voltmetrele electronice de bandă largă şi selective, wattmetrele de ieşire, distorsiometrele şi analizoarele de armonice, frecvenţmetrele şi undametrele, osciloscoapele catodice, selectografele, microfonul de măsurare, amplificatorul de microfon, înregistratorul de nivel etc.

● **Voltmetrele electronice** se utilizează la măsurarea tensiunilor continue şi alternative, începînd de la valori foarte mici, de ordinul milivolţilor, pînă la valori foarte mari, de ordinul miilor de volţi. Impedanţa voltmetrelor electronice este foarte mare ceea ce permite urmărirea semnalelor în diferite puncte ale radioreceptorului, precum şi măsurarea tensiunilor de negativare pe grilele de comandă ale tuburilor electronice fără a perturba funcţionarea acestora. La voltmetrele electronice de bandă largă se păstrează liniaritatea indicaţiilor într-un domeniu larg de variaţie a frecvenţei.

● **Osciloscopul catodic** este un aparat cu largi utilizări, ceea ce îl face deosebit de necesar în atelierul de depanare. Astfel, se pot măsura frecvenţe cu ajutorul figurilor Lissajous, gradul de modulaţie, puteri, tensiuni, impedanţe, coeficientul de distorsiuni, se pot, de asemenea, vizualiza curbe în procesul de acord-aliniere şi caracteristici de funcţionare ale tuburilor şi tranzistoarelor.

● **Selectograful**, în principiu, este alcătuit dintr-un generator de semnal modulat în frecvenţă, un generator de baleiaj, un detector, un amplificator şi un osciloscop catodic. Aparatul serveşte la vizualizarea curbei de selectivitate, ajutînd astfel la reacordarea corectă a circuitelor din radioreceptor.

● **Căutătorul de semnal** (signal tracer) este alcătuit dintr-un amplificator prevăzut cu sondă de detecţie. Un astfel de aparat are o largă utilizare în practica radioamatorilor.

c. Aparate electronice pentru măsurarea elementelor de circuit

Elementele de circuit se măsoară, în general, folosind principiul punţilor, ceea ce permite citirea directă a valorilor pe scara aparatului. Măsurarea cu precizie a diferitelor elemente de circuit reclamă existenţa în atelier a unor punţi separate de măsurat rezistenţe, inductanţe sau capacităţi, precum şi a punţilor cu acord automat şi afişare numerică a rezultatului.

Atelierul de depanare este indicat să fie dotat cu aparate care să permită măsurarea directă a factorului de calitate al inductanţelor (Q-metru).

d. Aparate numerice

Aparatele numerice (digitale) ocupă un loc tot mai important în tehnica măsurărilor. Acestea se deosebesc fundamental de aparatele analogice în sensul că rezultatul măsurării este prezentat direct sub formă numerică pe ecranul sistemului de afisaj. Prin aceasta se elimină erorile de citire a rezultatului, crește rapiditatea măsurărilor și siguranța în funcționare, ca o consecință a automatizării procesului de măsurare. În prezent, aparatele numerice au devenit indispensabile în măsurările uzinale destinate producției, întreținerii și depanării aparatelor, instalațiilor electronice și radioreceptoarelor.

Aparatele numerice cele mai răspîndite sînt voltmetrele, frecvențmetrele, fazmetrele. Principiile constructive ale acestora sînt foarte variate, vizînd în principal anumite performanțe cerute, în ceea ce privește domeniul de măsurare, precizia și rezoluția, impedanța de intrare, stabilitatea la zgomote, automatizarea procesului de măsurare, prețul de cost. Aparatele numerice sînt în principal alcătuite din circuite electronice cu funcțiuni logice.

e. Aparate pentru măsurat și verificat tuburi electronice, tranzistoare și circuite integrate

Astfel de aparate sînt catometrele și tranzistormetrele.

● **Catometrul** este un aparat cu ajutorul căruia se pot efectua diferite verificări și măsurări asupra tuburilor electronice. Punerea tuburilor electronice în condiții normale de lucru reclamă existența cataloagelor de tuburi sau a cartelelor perforate care să indice caracteristicile și valorile importante pentru fiecare tub în parte. În atelier trebuie să existe în afară de cataloagele de tuburi și tabele cu tuburi echivalente.

Tranzistormetrele sînt aparte cu ajutorul cărora se pot efectua rapid, prin manipulări simple, măsurări și verificări asupra tranzistoarelor *pnp* și *npn*, atît în curent continuu, cît și în curent alternativ (măsurarea parametrilor h la semnale mici).

În procesul de verificare a tranzistoarelor o importanță deosebită o prezintă adaptorul necesar osciloscopului catodic pentru vizualizarea caracteristicilor statice ale acestora. Astfel se poate obține o informare la care efectele reactive devin importante, și se pot sesiza micile neregularități ale caracteristicilor într-un domeniu de variație mult mai larg al tensiunii de colector.

● **Aparatul pentru testarea circuitelor integrate** este destinat verificărilor rapide ale circuitelor integrate lineare, cum sînt amplificatoarele operaționale, comparatoarele, amplificatoarele *AF* și *RF* de bandă largă. În principal măsoară parametrii de c.c. : tensiunea și curentul de dezechilibru de intrare (offset), tensiunea de ieșire, amplificarea fără reacție. Folosind și aparatură auxiliară permite de asemenea măsurarea parametrilor dinamici : zgomot, distorsiuni, răspunsul în frecvență, cîștigul în curent alternativ.

Un astfel de set pentru testul circuitelor integrate conține toate sursele de alimentare necesare, este prevăzut cu mijloace de reglare a valorii tensiunilor respective și cu un instrument pentru citirea diferiților parametri. De asemenea, are o serie de borne de intrare, pentru conectarea aparaturii auxiliare, generatoare de semnal, voltmetre elec-

tronice, osciloscop etc. În scopul măsurării parametrilor dinamici. Circuitul de test se așază într-un adaptor ce corespunde soclului circuitului integrat respectiv. Testul poate fi alimentat fie de la (opt) baterii (de 9 V), fie de la rețeaua de c.a., în care caz în lăcașul destinat bateriilor se introduce alimentatorul.

Principiul de lucru al aparatului ; tensiunile de lucru și de test necesare sînt asigurate prin 4 stabilizatori electronici de la 8 baterii de 9 V, încît descărcarea lor treptată să nu influențeze măsurătorile. Două surse separate, ajustabile, al căror curent și tensiune se pot citi la instrument, asigură tensiunile de alimentare V + și V —. Celelalte două surse de asemenea ajustabile, sînt destinate testului propriu-zis. Tensiunea de intrare V_{in} poate fi ajustată și citită cu precizie la instrument, iar cu ajutorul unui comutator se poate alege intrarea la care este aplicată. Cîștigul în c.c. fără reacție se poate determina pentru oricare din intrări, măsurînd tensiunea de ieșire V_{out}. Această măsurătoare este corectă numai dacă tensiunea de dezechilibru la intrare V_{OFF} a fost în prealabil compensată. În acest scop este prevăzută a 4-a sursă, V_{OFF}. Reglajul V_{OFF} este independent de celelalte reglaje și este suficient să fie făcut o singură dată în cursul măsurătorilor. Pentru a putea măsura cu precizie tensiunile mici, cum sînt V_{IN} și V_{OFF}, acestea sînt aplicate circuitului testat prin intermediul unor divizoare de tensiune foarte precise, instrumentul de măsură fiind conectat la intrarea divizorului.

3. CARACTERISTICILE PRINCIPALE ALE UNOR APARATE DE MĂSURARE

a. Aparate universale

Domeniul de măsurare : tensiuni 0,1...1,000 V c.a. sau c.c.
curenți 0,001...6 A c.a. sau c.c.;
rezistențe 0,001...$10^5 \Omega$
Eroarea de măsurare : în c.c.... ±1 %;
în c.a.... ±1,5 %.

b. Generatoare de semnale de radiofrecvență pentru MA

Modulația internă : 1 000 Hz.
Domeniul de frecvență : minimum 150 kHz... 30 MHz.
Eroare de etalonare : maximum ±1 %.
Gradul de modulație : reglabil între limitele 0 și 80 %.
Amplitudinea semnalului la ieșire : reglabilă, între 1 μV și 100 mV fixă, 1 V.
Impedanța de ieșire : 75 Ω.

c. Generatoare de semnale de ultraînaltă frecvență pentru MF

Domeniul de frecvențe : 9,6...240 MHz.
Modulația internă : 1 000 Hz. Eroarea de etalonare : maximum ± 1 %.
Deviația de frecvență : reglabilă minimum între limitele 0 și 100 kHz.

Gradul de modulaţie : reglabil minimum între limitele 0 şi 75 %.
Amplitudinea semnalului la ieşire : reglabilă între 0,5 μV şi 50 mV.
Impedanţa de ieşire : 60 Ω.

d. Generatoare de semnale de audiofrecvenţă

Domeniul de frecvenţe : 20 Hz... 20 kHz cu o neuniformitate mai mică decît ± 1 dB.
Eroare de etalonare : 1 % ± 1 Hz.
Tensiune de ieşire : reglabilă.
Factorul de distorsiuni armonice : maximum 0,5 %.

e. Microfonul de măsurare

Tipul : microfon de presiune.
Caracteristica amplitudine-frecvenţă : de la 0 la 20 kHz, cu o neuniformitate de maximum ± 2 dB.
Caracteristica de directivitate : sferică, cu abaterea de ±4 dB în plan orizontal, pînă la 10 kHz.
Sensibilitatea : între 0,7 şi 1,4 mV/μ bar.

f. Amplificatorul de microfon

Caracteristica amplitudine-frecvenţă : 20 Hz...20 kHz, cu o neuniformitate de maximum ±0,5 dB.
Impedanţa de intrare : adaptată la impedanţa microfonului.
Factorul de distoriuni armonice : mai mic de 1 %.
Nivelul zgomotului de fond : mai mic cu 66 dB faţă de tensiunea maximă de ieşire de 1 V.

g. Voltmetrul electronic de AF

Domeniul de măsurare : 1 mV...100 V.
Caracteristica amplitudine-frecvenţă : de la 20 Hz la 20 kHz, cu o neuniformitate de maximum ±0,2 dB.
Precizia atenuatorului pe întreaga scară : mai bună de 99 %.
Impedanţa raportată la capacitatea de intrare : 10 MΩ/20 pF.
Sensibilitatea indicaţiei : deviaţie de 2 % pentru o variaţie de tensiune de 10 %.

h. Wattmetrul de ieşire

Domeniul de măsurare : minimum 0,1...5 W.
Impedanţa de intrare : reglabilă între 2,5 Ω şi 20 kΩ.

i. Distorsiometrul

Domeniul de măsurare : 0,1 %...15 %.
Eroare de etalonare : ±10 % pentru 3 % < k < 10 %.
Domeniul de frecvență al fundamentalei : 20 Hz...10 000 Hz.
Domeniul de frecvențe ale armonicelor : pînă la 30 kHz.

j. Undametrul heterodină

Gama de frecvențe : 20...300 MHz.
Eroarea de frecvență : 0,005 %.

k. Înregistratorul de nivel

Gama de frecvențe : 20 Hz...20 kHz, cu o neuniformitate de maximum ±0,2 dB.

Domeniul de reglare a vitezei acului indicator : 50...500 mm/s.
Reglarea gamei dinamice : între 25 și 75 dB.
Viteza de deplasare a diagramei de înregistrare : 0,03...100 mm/s.
Sensibilitate : 5...10 mV.
Impedanța de intrare : 25...50 kΩ.

l. Punți de măsurare

Rezistențe : 0,01 Ω la 100 MΩ, cu o abatere de ±5 %.

Inductanțe : 0,1 μH la 1 000 H, cu o abatere maximă de ±3 % pînă la 10 mH și ±10 % peste 10 mH.

Capacități : 0,1 pF la 1 000 μF, cu o abatere maximă de ±2 % pînă la 10 000 pF și ±10 % peste 10 000 pF.

m. Q—metrul

Factorul de calitate : minimum 0...400, în domeniul de frecvențe, 30 kHz...30 MHz.

Eroare de măsurare : ±5 %.

4. APARATE ȘI ACCESORII NECESARE PENTRU VERIFICAREA PICUPURILOR

Instrumentele electrice și aparatele de măsurare electronice care sînt utilizate la depanarea radioreceptoarelor se pot utiliza și la depanarea și verificarea picupurilor.

La acestea se adaugă următoarele : fluctuometrul, necesar la verificarea fluctuațiilor de viteză ; discuri etalon, pentru verificarea caracte-

risticii de frecvenţă a diafoniei, a nivelului de zgomot; discuri stroboscopice pentru verificarea turaţiei; balanţă sau dinamometru pentru verificarea forţei de apăsare; lupă pentru controlul uzurii acului de citire.

5. APARATE ŞI ACCESORII NECESARE PENTRU VERIFICAREA MAGNETOFOANELOR

Faţă de aparate şi accesoriile enumerate la depanarea radioreceptoarelor şi picupurilor, pentru magnetofoane mai sînt necesare următoarele: comparator de tip ceas, demagnetizor; benzi etalon sau de măsurare.

● **Comparatorul de tip ceas** se foloseşte la măsurarea bătăii axului de antrenare şi a celorlalte piese ce execută mişcări de rotaţie.

● **Demagnetizorul** serveşte la demagnetizarea pieselor din materiale feromagnetice care vin în contact cu banda, în special a capului de înregistrare şi redare (cap combinat). Constructiv, demagnetizorul este alcătuit dintr-o bobină cu miez magnetic deschis, fixată pe un mîner din material izolant. Înfăşurarea bobinei se conectează la reţea. Pentru a se evita încălzirea excesivă a miezului şi a bobinei, se recomandă ca timpul de lucru efectiv să nu depăşească trei minute.

● **Benzile de măsurare** (benzi etalon) sînt realizate după anumite norme şi sînt utilizate la verificarea performanţelor şi la reglarea magnetofonului. În general, pe o bandă de măsurare sînt plasate patru înregistrări.

În figura 18.19 sînt indicate cele patru întregistrări, deosebite în ceea ce priveşte nivelul semnalului înregistrat, frecvenţa şi intervalele de timp.

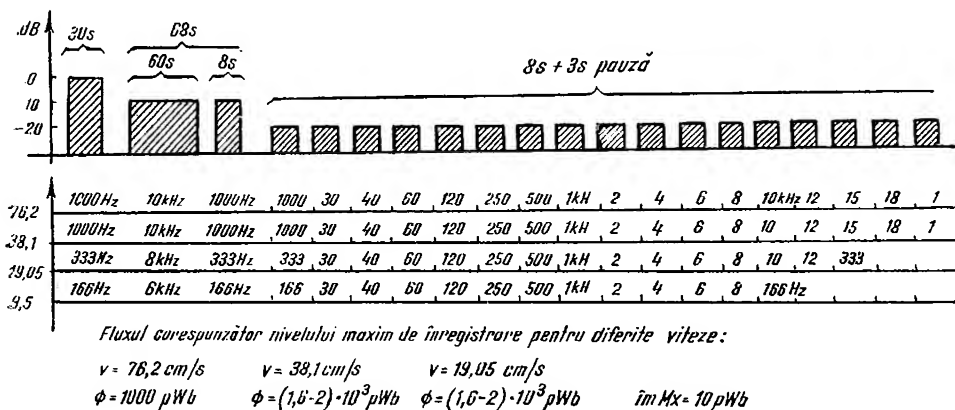


Fig. 18.19. Caracteristicile benzilor de măsurare.

Frecvenţele corespund la vitezele uzuale de antrenare a benzii. Prima înregistrare serveşte la măsurarea amplificării canalului de redare, a doua înregistrare la reglarea poziţiei întrefierului faţă de bandă, a treia la măsurarea caracteristicii de frecvenţă şi a patra la reglarea canalului de înregistrare şi la măsurarea raportului *semnal/zgomot*.

În afară de înregistrările specificate, banda de măsurare conține o înregistrare cu frecvența de 3 000 Hz pentru măsurarea factorului de fluctuație și o înregistrare cu variație continuă a frecvenței, necesară trasării caracteristicii de frecvență pe un înregistrator rapid (numai pentru viteze de 38,1 și 76,2 cm/s).

E. CAMERA ACUMULATOARELOR

În cazul atelierelor de depanare cu volum mare de lucrări, este necesară amenajarea unei camere pentru încărcarea acumulatoarelor, separată de atelier.

Instalația de încărcare a acumulatoarelor trebuie să fie prevăzută cu redresoare corespunzătoare, cu reostate de reglaj al curentului de încărcare și cu aparate de măsurare a curentului de încărcare. Dacă acumulatoarele au aceeași capacitate, este indicat ca ele să se conecteze în serie atunci cînd se încarcă, iar dacă au capacități diferite se vor încărca fie individual, fie printr-o conectare mixtă (serie-paralel), așa fel încît prin fiecare acumulator să treacă curentul de încărcare corespunzător.

Acumulatoarele alcaline nu se încarcă în aceeași încăpere și în același timp cu acumulatoarele cu plumb. Dacă nu există încăperi separate, între încărcarea acumulatoarelor cu plumb și încărcarea acumulatoarelor alcaline se lasă să treacă un interval de timp.

Curentul de încărcare admisibil, la acumulatoarele cu plumb se stabilește la 1/10 din capacitatea acumulatorului, iar pentru cele alcaline la 1/4 din capacitatea în amperore. Acumulatoarele cu plumb se consideră încărcate cînd tensiunea la borne, în timpul încărcării ajunge la 2,7 —2,8 V pe element (sau densitatea electrolitului este de 28° Beuamé), iar acumulatoarele alcaline la 1,8 V pe element. În timpul încărcării, temperatura electrolitului nu trebuie să depășească 40°C.

Acumulatoarele se consideră descărcate, cînd tensiunea ajunge la 1,8 V pe element la acumulatoarele cu plumb și la 1,1 V pe element la cele alcaline.

F. MĂSURI DE PROTECȚIA MUNCII

În montajele de alimentare fără transformator de rețea (universale), precum și în cele prevăzute cu autotransformator, unul din conductoarele de rețea este conectat la șasiul receptorului. Datorită acestui fapt, pentru o anumită poziție a ștecherului în priză, faza rețelei poate fi aplicată direct pe șasiul receptorului. *Atingerea șasiului sau a părților metalice ale receptorului constituie un pericol de electrocutare*, atunci cînd ștecherul este introdus în priză, chiar dacă receptorul nu este în funcțiune. Ca urmare, la montarea sau la depanarea receptoarelor de radio și a televizoarelor cu alimentare universală sau prin autotransformator, este necesar să se respecte următoarele *măsuri de protecție a muncii* :

Conectarea ștecherului trebuie astfel făcută încît conductorul corespunzător nulului rețelei să fie conectat la șasiu. Pentru aceasta ștecherul cordonului este marcat cu un punct colorat, care corespunde conductorului pe care trebuie aplicată faza rețelei. În mod corespunzător, faza rețelei va fi

marcată pe toate prizele de alimentare, tot cu un punct colorat. Precizarea situației se face prin măsurarea tensiunii între bornele prizei și un punct de pămînt (calorifer, conductă de apă).

Butoanele de manipulare a reglajelor receptorului să fie fixate pe axele potențiometrelor cu ajutorul șuruburilor îngropate sau fără șuruburi. În cazul căderii sau scoaterii unor butoane, *atingerea axurilor metalice ale potențiometrelor este periculoasă*, atît timp cît aparatul este în priză, chiar dacă nu este în funcțiune.

Șasiul receptorului nu trebuie legat la pămînt, deoarece acest lucru ar constitui un scurtcircuit net al tensiunii de alimentare de la rețea.

Atingerea antenei este periculoasă, deoarece la străpungerea condensatorului de izolație a antenei pentru o anumită poziție a ștecherului în priză faza rețelei de pe șasiu se aplică pe antena exterioară.

În cazul depanării, receptoarele vor fi alimentate de la rețea în mod obligatoriu, prin intermediul unui transformator separator cu raportul 1/1. Prin aceasta, atingerea șasiului sau părților metalice ale receptoarelor nu mai este periculoasă.

Ca urmare a condițiilor specifice de lucru, este obligatoriu ca tuturor depanatorilor, mai ales începătorilor să li se facă un instructaj inițial asupra cunoașterii și respectării normelor de securitate a muncii. Cunoștințele vor fi reîmprospătate periodic, iar însușirea normelor de tehnica securității muncii de către depanator va fi consemnată într-o fișă de instructaj individual. Se interzice accesul depanatorilor într-un loc de muncă organizat, fără instructaj consemnat în fișă.

Capitolul 19

METODE GENERALE DE REPARARE

A. GENERALITĂŢI

Depanarea unui radioreceptor presupune aducerea acestuia la performanţele iniţiale. Problema de bază a depanării constă în localizarea piesei (sau pieselor) care, modificîndu-şi structura sau valorile parametrilor afectează nemijlocit una sau mai multe din performanţele radioreceptorului.

Piesa defectă poate fi căutată la întîmplare sau printr-o muncă metodică. Încercările la întîmplare necesită un număr mare de măsurări şi verificări şi, ca urmare, sînt contraindicate.

Metoda optimă de depanare se consideră aceea care conduce în timpul cel mai scurt şi cu un număr minim de măsurări şi verificări, la localizarea piesei (sau pieselor) defecte. Acest deziderat este satisfăcut numai dacă se cunoaşte foarte bine funcţionarea radioreceptorului, modul cum defecţiunea modifică performanţele globale reale, legătura dintre simptom (observaţii subiective asupra performanţelor) şi performanţele afectate (radioreceptor, etaj, piesă). Precizăm că simptomul nu reflectă întotdeauna cîte şi care din performanţele radioreceptorului sînt afectate, după cum modificările structurale ale unor piese nu se traduc cu modificări echivalente ale performanţelor.

În astfel de situaţii numărul de măsurări trebuie extins de la performanţele generale la performanţele subansamblurilor, respectiv la etajele presupuse defecte.

Metodele statistice demonstrează că *numărul minim de măsurări se obţine dacă se face uz de sistemul binar.* Astfel, într-un radioreceptor etajele sînt dispuse în lanţ de semnal, excluzînd etajul oscilatorului local, etajul redresor şi, eventual, circuitele suplimentare privind diversele automatizări. Împărţirea lanţului de semnal în două tronsoane contribuie la localizarea deranjamentului printr-o singură măsurare de performanţe. Deranjamentul este plasat fie în tronsonul supus măsurărilor, dacă se constată că la acesta performanţele sînt afectate, fie, în caz contrar, în tronsonul celălalt.

La un radioreceptor împărţirea în două tronsoane devine deosebit de simplă dacă delimitarea se face la nivelul etajului detector. Primul tronson include etajele de radiofrecvenţă (*RF*), inclusiv etajul (etajele) schimbător de frecvenţă şi demodulator (detector), iar al doilea tronson este alcătuit din etajele de audiofrecvenţă (amplificatoarele de audiofrecvenţă *AAF*). Se recomandă ca măsurările să se execute asupra tronsonului de *AAF* care dealtfel necesită aparatură de măsurare mai simplă. La nivel de informare generală (pentru radioamatori şi specialişti ce nu dispun la locul verificării

radioreceptorului de aparatura de măsurare specifică), se apelează la indicatorul optic de acord pentru depistarea defectului tronsonului de *RF*, *FI* şi detector, şi la picup pentru etajele de *AAF*.

Dacă se face uz de alt sistem de numeraţie, adică se împarte lanţul de semnal în trei sau mai multe tronsoane, atunci numărul maxim de măsurări este mai mare în comparaţie cu numărul de măsurări necesar la împărţirea în două tronsoane.

Pentru o singură împărţire în două, respectiv trei tronsoane, numărul de măsurări este dublat la împărţirea în trei tronsoane faţă de împărţirea în două tronsoane.

Continuînd această împărţire pînă la nivelul etajului defect, se ajunge la un număr maxim de măsurări n_2, respectiv n_3, ce depinde de numărul etajelor N.

În tabela 19.1 sînt date valorile n_2 şi n_3 în funcţie de numărul de etaje N.

Tabela 19.1

Numărul maxim de măsurări n_2 respectiv n_3, în funcţie de numărul de etaje N

N	3	4		6	7	8	9	10	11	12
n_2	2	2	3	3	3	3	4	4	4	4
	2	3	3	3	4	4	4		5	5

Practic se recomandă ca împărţirea să se facă în tronsoane alcătuite din etaje cu caracteristici asemănătoare (*RF*, *AFI*, *AAF*), vizînd în principal utilizarea aceleiaşi aparaturi şi la o nouă împărţire a tronsonului.

După localizarea etajului defect se fac investigaţii pentru localizarea piesei (pieselor) defecte. Se poate ajunge direct la rezultat, corelînd informaţiile obţinute din măsurările de performanţe cu schimbările survenite în parametrii piesei presupusă defectă şi capabilă să genereze unele modificări de performanţe. Dacă acest lucru nu este posibil, se face uz de rezultatele obţinute la măsurarea regimului static de funcţionare al tuburilor electronice sau tranzistoarelor.

Observaţie. Măsurările respective nu se pot face decît cu radioreceptorul alimentat. În multe cazuri se evită irosirea de timp dacă în metodica depanării se respectă două faze : prima, verificarea radioreceptorului nealimentat (fără să fie demontat), şi a doua, cu el alimentat.

La unele radioreceptoare moderne, alcătuite din etaje cu circuite integrate, localizarea etajului defect este însăşi etapa finală a localizării defectului, întrucît depanatorul nu are acces la elementele interne ale blocului funcţional şi urmează ca acesta să fie înlocuit integral.

Această fază se impune pentru a se evita apariția unor defecte suplimentare în cazul punerii sub tensiune a radioreceptorului.

În urma unui control exterior se pot obține indicații referitoare la starea butoanelor de comandă (fig. 19.1, *a*, punctele *1*, *3*, *5*, *6*, *7*, *9*), funcționarea mecanică a comutatorului de unde sau a claviaturii (fig. 19.1, *a*, punctul *8*), indicatoarele scării de acord (fig. 19.1, *a*, punctele *2*, *4*), starea bucșelor din spatele radioreceptorului (fig. 19.1, *b*, punctele *10*, *11*, *12*, *13*),

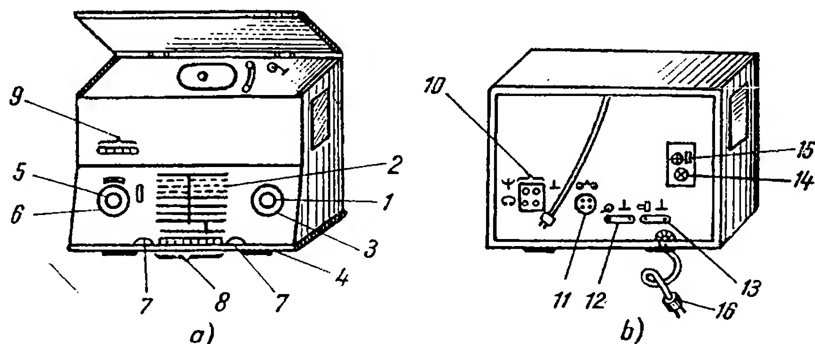


Fig. 19.1. Aspectul exterior al unui radioreceptor:
a — vedere din față; *b* — vedere din spate.

poziția schimbătorului de tensiune a rețelei (fig. 19.1, *b*, punctul *14*), existența siguranțelor (fig. 19.1, *b*, punctul *15*), starea cordonului de alimentare (fig. 19.1, *b*, reperul *16*) etc.

La controlul exterior se va pune accentul *pe fixarea corectă a schimbătorului de tensiune* (în concordanță cu tensiunea rețelei). Neconcordanța se poate solda în unele cazuri cu deteriorări foarte grave (cînd schimbătorul de tensiune este fixat pe o poziție ce indică o tensiune mai mică decît a rețelei).

În ceea ce privește schimbătoarele de tensiuni, ele diferă constructiv. În majoritatea radioreceptoarelor în țara noastră construite, se utilizează schimbătorul de tensiune tip carusel: simplu, cu piciorușe pentru contact (fig. 19.2, *a*) sau cu șurub (fig. 19.2, *b*).

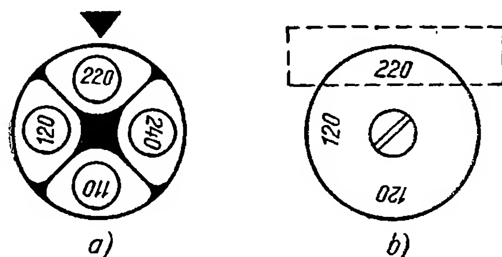


Fig. 19.2. Schimbător de tensiune de tip carusel:
a — carusel simplu; *b* — carusel cu șurub.

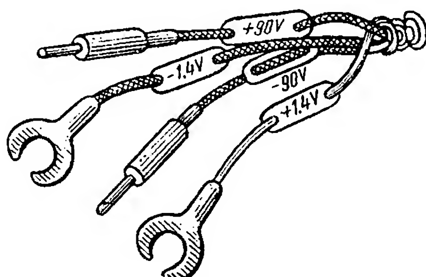


Fig. 19.3. Marcarea cordoanelor la radioreceptoarele cu alimentare din baterii.

La radioreceptoarele alimentate de la acumulatoare, pile și baterii, trebuie verificate plăcuțele de marcare a tensiunilor (fig. 19.3) și polaritatea bornelor (fig. 19.4).

Verificarea preliminară a siguranțelor (fără aparate de măsurat) constă în observarea directă a continuității fuzibilului, cînd acest lucru este posibil. Se menționează că nu întotdeauna această verificare este concludentă, deoarece se poate întîmpla ca întreruperea firului fuzibil să nu fie vizibilă.

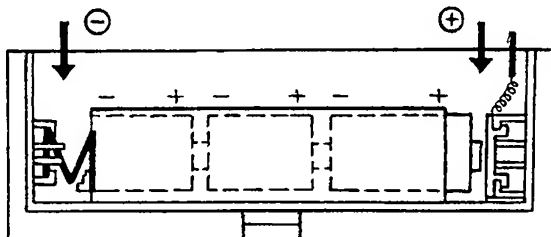


Fig. 19.4. Marcarea polarității la radioreceptoarele cu tranzistoare.

Se verifică de asemenea și dacă siguranțele sînt montate corect și sînt calibrate corespunzător tipului de aparat.

La radioreceptoarele prevăzute cu siguranțe termice se va observa dacă firul elastic este sau nu depărtat de contact.

Verificarea radioreceptorului nealimentat presupune, printre altele, *o sumară observare a pieselor și a circuitelor radioreceptorului, fără a scoate șasiul din casetă, demontînd doar capacele.* În acest mod vor putea fi ușor stabilite elementele de circuit cu defecte evidente, starea lipiturilor și a cablajului. Prezența fisurilor la rezistențe și condensatoare, exfolieri, urme de carbonizare parțială sau totală, întreruperea cablajului imprimat, exfolierea placatului de cupru și a pastilei de contact etc. sînt indicații de suspectare a piesei și a circuitului defect.

Înainte de înlocuirea sau repararea piesei defecte se va căuta cauza care a condus la defecțiune și numai după înlăturarea acesteia se trece la depanarea propriu-zisă.

C. VERIFICAREA RADIORECEPTORULUI ALIMENTAT

1. INDICAȚII METODICE

Dacă verificarea sumară nu conduce la localizarea defectului (a piesei defecte), se trece la localizarea etajului defect și, în continuare, la depistarea piesei defecte.

Astfel de verificări presupun măsurări de performanțe pe global sau pe subansamble, determinarea defectului prin măsurări obiective sau metode subiective (observînd manifestările acustice ale radioreceptorului), localizarea piesei defecte (parametrii ieșiți din toleranțe) prin metode statistice, eventual corelînd informațiile dobîndite asupra simptomului și a cauzelor lui cu influența exercitată de parametrii pieselor asupra funcționării schemei.

Ca măsură de precauție, înainte de punerea sub tensiune a radioreceptorului este bine să se măsoare rezistența căilor de electroalimentare cu

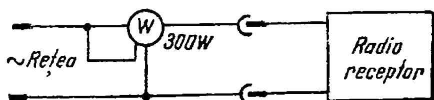


Fig. 19.5. Măsurarea puterii absorbite de la rețea cu ajutorul wattmetrului.

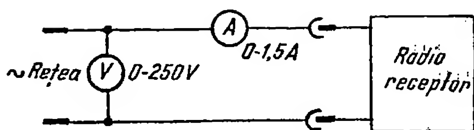


Fig. 19.6. Măsurarea puterii absorbite de la rețea prin metoda voltmetrului-ampermetrului

tensiune continuă (tensiune anodică, de colector etc.). Eventual, într-o primă etapă alimentarea se va face cu o tensiune redusă, de circa jumătate din tensiunea nominală, avînd grijă ca între radioreceptor și sursa de electroalimentare să se introducă o siguranță fuzibilă corespunzător calibrată.

Este indicat ca odată cu alimentarea electrică să se măsoare puterea, respectiv curentul absorbit de la rețea sau de la sursele de electroalimentare. Această verificare necesită aparatură de măsurare simplă și în multe cazuri conduce la localizarea defectului (defecte de electroalimentare) fără să mai fie nevoie de măsurări suplimentare.

Măsurarea puterii absorbite de radioreceptor se face direct, conectînd un wattmetru monofazat ca în figura 19.5, sau indirect, cu ajutorul voltmetrului și al ampermetrului (fig. 19.6). După citirea indicațiilor puterea se calculează cu formula :

$$P = UI \text{ [VA]}.$$

În anumite cazuri se cunoaște puterea absorbită și tensiunea rețelei sau tensiunea rețelei și rezistența de sarcină, eventual curentul și rezistența de sarcină, ceea ce necesită aplicarea formulelor :

$$I = \frac{P}{U} \text{ [A]}; \; P = \frac{U^2}{R} \text{ [VA]}; \; P = I^2R \text{[VA]}.$$

La alimentarea radioreceptorului de la acumulatoare sau baterii se verifică consumul general de curent (fig. 19.7). Conectarea instrumentului cu o bornă la masă evită scurtcircuitarea sursei de către instrument la o eventuală manevrare greșită.

Dacă radioreceptorul necesită două surse de curent continuu, una pentru filamente și alta pentru tensiunea anodică, în ipoteza că firele nu sînt marcate se recomandă ca la început să se conecteze sursa de alimentare a filamentelor și numai dacă acestea se încălzesc (prezintă luminozitate) să se conecteze sursa anodică. Atît valoarea tensiunilor cît și polaritatea, mai ales la radioreceptoarele cu tranzistoare, trebuie respectată cu strictețe.

Puterea și consumul de curent măsurat trebuie să corespundă valorilor date în prospect. Dacă depanatorul nu dispune de prospect, atunci

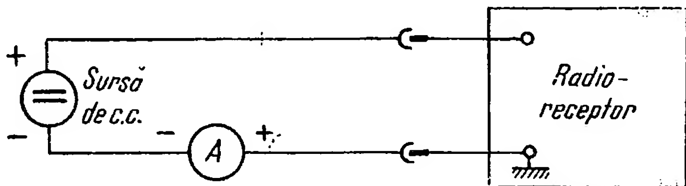


Fig. 19.7. Înserierea instrumentului pentru măsurarea consumului general.

consumul se apreciază ținîndu-se seama de numărul și tipul tuburilor electronice și al tranzistoarelor.

În general, la radioreceptoarele cu tuburi puterea consumată de la rețea se încadrează în limitele 15...250 W. La radioreceptoarele cu tranzistoare, consumul depinde de numărul tranzistoarelor și de clasa în care lucrează etajul final.

Dacă etajul final este în contratimp clasa B sau cu tranzistoare complementare, atunci consumul de curent este mic în lipsa semnalului de la intrare. Astfel, radioreceptoarele echipate cu 6—8 tranzistoare și cu puterea la ieșirea etajului final sub 0,1 W, consumă între 8 și 12 mA. La un număr de 9—13 tranzistoare și la o putere la ieșire cuprinsă între 0,25 și 1 W, consumul general se cifrează la 20...30 mA. Acest consum crește la radioreceptoarele staționare chipate cu un număr mai mare de tranzistoare și au putere de ieșire mai mare de 2 W.

Un consum general exagerat (mult mai mare decît 4—5 ori consumul normal) indică scurtcircuite în cablaj, în decuplări, existența spirelor în scurtcircuit la transformatorul de rețea, defecte în etajul final și etajul redresor.

Spirele în scurtcircuit se trădează prin încălzirea excesivă a transformatorului la funcționarea în gol.

Consumul mărit (fără să se depășească o anumită valoare, de obicei mai puțin de 4 ori consumul normal) se datorește unor scurtciruite după rezistența de filtraj (condensatoare electrolitice, tranzistoare etc.), regimului static necorespunzător de lucru al tuburilor și tranzistoarelor, eventual nesimetriei tranzistoarelor din etajul final.

În cazurile amintite, radioreceptorul urmează să fie scos de sub tensiune și în continuare să se verifice traseele de alimentare a tranzistoarelor și tuburilor, precum și elementele de circuit din etajul redresor.

Un consum general mai scăzut decît cel normal (sub 70%) poate avea drept cauză întreruperea alimentării fie a etajului final, fie a unui bloc funcțional, eventual uzura sau arderea unui tub electronic, întreruperea joncțiunilor la tranzistoare etc.

Dacă consumul este mai mic sau se încadrează în limitele normale, atunci se trece la localizarea tronsonului sau etajului defect și în final a piesei defecte.

Notă. Înainte de a se trece la o serie de verificări, este bine ca depanatorul să se informeze de la posesorul radioreceptorului de condițiile în care a apărut defecțiunea, cu alte cuvinte de simptomul în baza căruia radioreceptorul urmează să fie reparat sau funcționează cu performanțe reduse în mod perceptibil.

Măsurările de performanțe pe tronsoane sau etaje se vor limita la acelea care duc nemijlocit la reducerea performanțelor globale.

2. METODE DE LOCALIZARE A DEFECTULUI LA NIVELUL TRONSONULUI ȘI AL ETAJULUI

Localizarea tronsonului sau a etajului defect presupune efectuarea de măsurări prin conectarea aparatelor de măsurare în diverse puncte ale radioreceptorului, lucru ce se manifestă prin modificarea condițiilor normale de funcționare și implicit prin afectarea performanțelor reale.

— *La alegerea metodei* trebuie să se țină seama de :

— clasa în care se încadrează defectul ;

— posibilitatea de localizare a defectului cu un număr minim de măsurări ;

— cantitatea și complexitatea aparatelor de măsurare și control necesare ;

— gradul de modificare a performanțelor radioreceptorului prin conectarea aparatelor de măsurare și control ;

— locul unde se execută depanarea și aparatele disponibile.

Pe baza acestor considerente se pot aplica următoarele metode : metoda aplicării semnalului sau „injecției de semnal" ; metoda dinamică sau „de urmărire a semnalului" ; metoda de substituire a etajelor sau a blocurilor funcționale.

a. Metoda aplicării semnalului (sau „injecției de semnal")

Metoda presupune aplicarea semnalului începînd de la etajul final către circuitele de intrare și constă în măsurarea performanțelor unui etaj și în continuare a etajelor precedente.

Modificarea performanțelor unui etaj este sesizată de către aparatura de măsurare și control și constituie un indiciu de localizare a defectului pe etaj.

Metoda injecției de semnal este sintetizată în schema-bloc dată în figura 19.8. Ordinea în care se injectează semnalul este marcată cu cifrele *1, 2, 3, 4F...7F* pentru *MF* și *1, 2, 3, 4 A...7 A* pentru *MA*.

Pentru injecția semnalului se utilizează generatoare de *AF*, *FI*, *RF*, cu posibilitate de modulație *MA* și *MF*. Nivelul semnalului aplicat de la generator se va reduce în mod corespunzător, cînd se trece de la un etaj superior la altul inferior, ca urmare a aportului amplificării etajului respectiv. Generatorul nu se conectează direct, pentru a nu se modifica condițiile de lucru, ci prin intermediul unor condensatoare a căror valoare depinde de etaj și de radioreceptor.

Astfel, la radioreceptoarele cu tranzistoare capacitatea este de 10...20 μ*F* pentru *AAF* și de ordinul nanofarazilor la etajele *AFI*, *SF*, în timp ce radioreceptorul cu tuburi necesită capacități de 0,1...0,5 μ*F* pentru *AAF* și 0,1...20 nF pentru *AFI* și *SF*.

Generatorul se conectează la circuitul de intrare prin intermediul antenei artificiale.

Dacă radioreceptorul este prevăzut cu antenă de ferită, atunci cuplarea se realizează plasînd bara de ferită în cîmpul creat de generator prin intermediul antenei artificiale de tip cadru.

În gama *US*, cuplarea generatorului se poate face la antena telescopică prin intermediul unui condensator ce nu depășește 25 pF, dacă radioreceptorul este prevăzut cu o astfel de antenă.

Controlul subiectiv al performanțelor se efectuează prin difuzor (fig. 19.8, pct. *1*), iar obiectiv, conectînd aparatura specifică : wattmetru de ieșire, osciloscop catodic, distorsiometru. Controlul auditiv este posibil dacă difuzorul (eventual ansamblul transformator de ieșire, difuzor) este în stare de funcționare.

Osciloscopul este necesar pentru informarea calitativă rapidă asupra formei semnalului *AF*, a oscilațiilor parazite, a zgomotului și eventual

pentru aprecierea coeficientului de distorsiune armonică, dacă acesta este mai mare de 4%.

Observație. Aria de aplicare a metodei injecției de semnal vizează radioreceptoarele ce funcționează cu performanțe reduse și pe cele cu funcționare instabilă.

În cazuri speciale (reparații pe teren), ca generator de semnal se poate utiliza multivibratorul astabil cu frecvența de bază de 1000 Hz. Prezența armonicelor la ieșirea acestuia îi asigură posibilitatea de conectare în toate etajele radioreceptorului. Controlul semnalului se face în difuzor.

Metoda injecției de semnal este greoaie din cauza utilizării unui număr mare de aparate de măsurare și control, aparate destul de voluminoase și ca urmare, dificil de manevrat.

b. Metoda urmăririi semnalului (sau metoda dinamică)

Metoda constă în aplicarea semnalului la intrarea radioreceptorului (la antenă), și în urmărirea semnalului din etaj în etaj (sau din tronson în tronson) cu ajutorul unui aparat numit „urmăritor de semnal" (signal tracer) sau a unui voltmetru electronic, osciloscop catodic etc.

Metoda este aplicabilă cu precădere radioreceptoarelor cu defecte de nefuncționare, adică acelora la care performanța afectată este sensibilitatea. Pentru ca rezultatele să fie concludente este necesar ca semnalul de radiofrecvență (RF) aplicat să aibă un

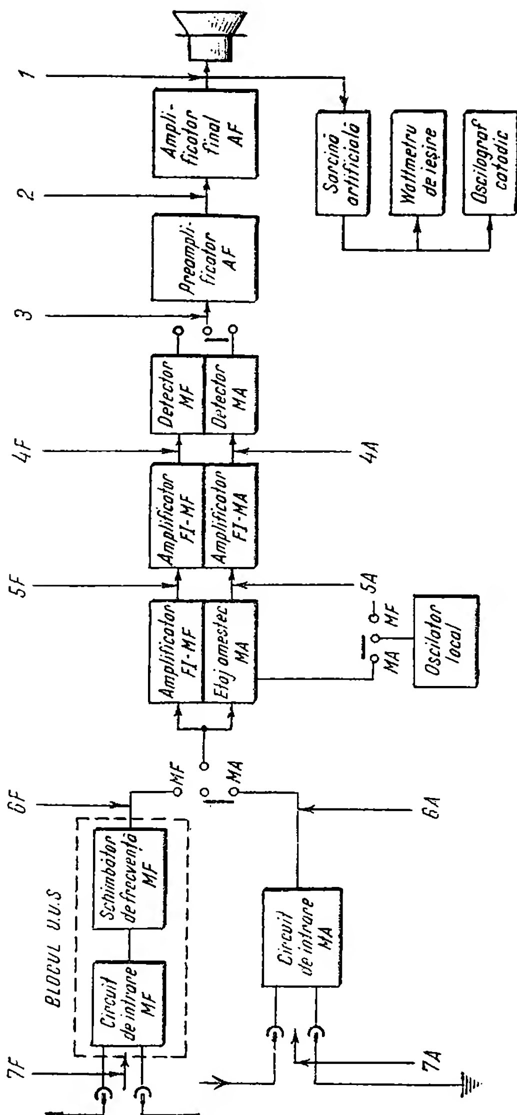


Fig. 19.8. Schema-bloc a unui radioreceptor *MA-MF* cu indicarea punctelor de injectare a semnalului.

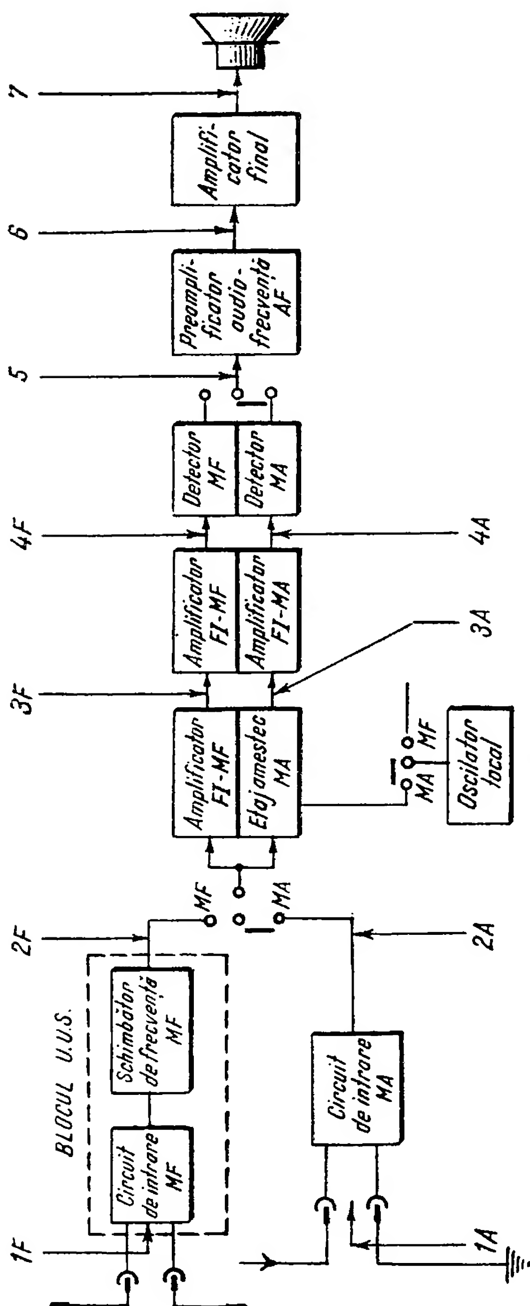


Fig. 19.9. Schema-bloc a unui radioreceptor *MA-MF* cu indicarea punctelor de urmărire a semnalului.

anumit nivel, în funcție de clasa radioreceptorului, de lungimea de undă care se verifică și de amplificările diferitelor etaje.

După modificările suferite de semnal între două puncte adiacente ca nivel (amplitudine), formă și structură, se poate localiza etajul sau tronsonul defect.

În figura **19.9** este prezentată schema-bloc a unui radioreceptor *MA-MF*, cu indicarea punctelor de urmărire a semnalului.

În punctul *1* se conectează ieșirea generatorului, prin intermediul antenei artificiale sau a antenei cadru (dacă radioreceptorul este prevăzut cu antenă de ferită) sau prin intermediul unor rețele de adaptare în gamele *US* și *UUS*.

Tensiunea de la ieșirea generatorului sau cîmpul creat cu ajutorul antenei cadru se stabilește, potrivit sensibilității radioreceptorului, pentru puterea de referință de 5 mW, 50 mW, 500 mW sau 0,1 din puterea nominală (0,1 P_n). Aceste valori, conform STAS E 7711 –66, sînt trecute în tabela 19.2.

Localizarea etajului defect reclamă cunoașterea amplificărilor posibile globale și pe etaje. Valoric, radioreceptoarele *MA-MF* realizează o amplificare globală cuprinsă în limitele 100...150 dB, pentru lanțul *MA* și 130... 175 dB pentru lanțul *MF*.

Amplificarea globală se exprimă cu relația:

$$A_p = 10 \log \frac{P_2}{P_1},$$

Tabela 19.2

Sensibilitatea radioreceptorului, pe clase de calitate

Tipul radioreceptorului	Tipul antenei	Gama de undă	Sensibilitatea pe clase			
			I	II	III	IV
Staţionar cu tuburi sau tranzistoare	La borna de antenă exterioară	*UL* *UM* *US* *UUS*	50 (μV) 50 (μV) 50 (μV) 5 (μV)	150 (μV) 100 (μV) 100 (μV) 10 (μV)	200 (μV) 150 (μV) 200 (μV) 30 (μV)	300 (μV) 250 (μV) 300 (μV) —
Staţionar cu tuburi	Antenă de ferită	*UL* *UM*	7,0 (mV/m) 0/5 (mV/m)	1(mV/m) 0,7 (mV/m)	2,5 (mV/m) 1,5 (mV/m)	3(mV/m) 2(mV/m)
Staţionar cu tranzistoare	Antenă de ferită	*UL* *UM*	1(mV/m) 0,5 1(mV/m)	1,5 (mV/m) 1(mV/m)	3(mV/m) 2(mV/m)	3,5 (mV/m) 2,5 (mV/m)
Portabile	La borna de antenă exterioară	*US* *USS*	100 (μV) 7 (μV)	150 (μV) 15 (μV)	— —	— —
Portabile	Antenă de ferită	*UL* *UM*	1(mV/m) 0,5 (mV/m)	2(mV/m) 1,2 (mV/m)	3(mV/m) 2(mV/m)	5(mV/m) 3(mV/m)

în care : P_2 este puterea la ieşirea radioreceptorului, considerată convenţional de 5 mW, 50 mW, 500 mW sau 0,1 P_n ; P_1 este puterea în circuitul de intrare.

Dacă radioreceptorul este prevăzut cu antenă de ferită, atunci P_1 se exprimă cu formula :

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_r},$$

în care R_r este rezistenţa circuitului de intrare, U_1 este tensiunea aplicată la bornele circuitului de intrare.

Faţă de amplificarea globală, repartiţia pe etaje a nivelelor de putere sau de tensiune se prezintă astfel :

— nivelul la ieşirea circuitului de intrare (punctul *2A*), mai mic decît în punctul *1A* ; (dacă radioreceptorul este prevăzut cu amplificator de radiofrecvenţă (*RF*), atunci amplificarea în punctul *2A* este cu aproximativ 20 dB mai mare decît în punctul *1A*);

— amplificarea etajului schimbător de frecvenţă *SF* punctele *2A* şi *3A*), 16 —35 dB, în care limita superioară corespunde gamelor UL, UM, iar limita inferioară gamelor US ;

— amplificarea unui etaj de frecvenţă intermediară *FI* (punctele *3A* şi *4A*), 20. . .60 dB (radioreceptoarele cu tranzistoare pot avea 1—2 etaje de *FI* pentru lanţul *MA* şi 2 —3 etaje pentru lanţul *MF*) ;

— etajul detector (punctele *4 A* și *5*) introduce o atenuare de 20...30 dB, ceea ce înseamnă o pierdere de amplificare în lanțul de semnal;

— amplificarea etajelor de audiofrecvență (punctele *5* și *7*) se cifrează la 60...85 dB și însumează amplificarea etajului sau etajelor preamplificatorului *AF* (punctele *5* și *6*) și a etajului final (punctele *6* și *7*);

— blocul *UUS* (punctele *1 F* și *2 F*) conduce la un spor de amplificare de 20 dB pentru lanțul *MF*, la care se adaugă amplificarea etajului *FI—MF* (punctele *2 F* și *3 F*) de aproximativ 20 dB.

Dacă la urmărirea semnalului se folosește milivoltmetrul electronic, apare necesitatea exprimării nivelurilor în tensiuni. Pentru operativitatea măsurătorilor, în tabela 19.3 se dă corespondența dintre nivelurile exprimate în decibeli și raportul tensiunilor.

Dacă se cunoaște tensiunea de intrare și amplificarea în decibeli, se poate deci calcula tensiunea în punctul de măsurare. Această tensiune se compară cu valoarea citită. Diferențele mari constituie indicațiile de suspectare a etajului verificat.

Utilizarea urmăritorului de semnal la această metodă devine avantajoasă în cazul lanțului *MA* (punctele *1 A* și *4 A*) și în tronsonul amplificatorului *AF* (punctele *5, 6, 7*). Dificultățile de utilizare intervin la etajele *FI* și *RF* din lanțul *MF*, din cauza detectorului de raport care nu poate funcționa satisfăcător la frecvențe purtătoare diferite.

Concluzie. Din cele prezentate rezultă că metoda de urmărire a semnalului este operativă (rapidă) și necesită un minimum de aparatură de măsurare și control. Ca urmare, este indicată la reparațiile executate pe teren.

În lipsa unui generator de radiofrecvență se poate apela la multivibratorul astabil sau la semnalul postului local prin intermediul unei antene de dimensiuni normale.

c. Metoda de substituire a etajelor sau a blocurilor funcționale

Această metodă constă în înlocuirea etajelor, eventual a blocurilor funcționale, cu etaje sau blocuri de control. Metoda este aplicabilă cu precădere la reparațiile pe teren. Realizarea radioreceptoarelor sub formă de blocuri funcționale (module funcționale), iar în ultimul timp cu circuite integrate, aduce în actualitate această metodă. Pentru aplicare sînt necesare etaje de control cu posibilități de conectare în radioreceptor. La conectare se are în vedere ca intrările în etajul sau blocul funcțional de control să fie cît mai aproape de etajul sau blocul supus verificării. Se evită astfel reacțiile parazite dintre circuite și dintre elementele de circuit. Este preferabil ca etajele, respectiv blocurile funcționale, să fie realizate pe plăcuțe cu cablaj imprimat.

În ceea ce privește circuitele integrate, acestea includ un număr mai mare de etaje. Legăturile cu exteriorul se realizează de obicei prin intermediul piciorușelor de contact numerotate și al soclului, similar tuburilor electronice. În acest mod înlocuirea devine deosebit de simplă.

Tabela 19.3

Transformarea nivelelor de tensiune date în dB în raportul tensiunilor

A[db]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\frac{U_x}{U_{in}}$	1,12	1,26	1,41	1,58	1,78	1,99	2,24	2,51	2,82	3,16
A[db]	11	12	13	14	15	16	17	18	8,91	20
$\frac{U_x}{U_{in}}$	3,55	3,98	4,47	5,01	5,62	16,31	7,08	7,94	19	10
A[db]	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$\frac{U_x}{U_{in}}$	11,2	12,6	14,1	15,9	17,8	20	22,4	25,1	28,2	31,6
A[db]	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
$\frac{U_x}{U_{in}}$	35,5	39,8	44,7	50,1	56,2	63,1	70,8	79,4	89,1	100
A[db]	45	50	55	60	65	70	75	80	85	90
$\frac{U_x}{U_{in}}$	177,8	316	562	1 000	1 780	3 160	5 620	10 000	17,80	31 600
A[db]	95	100	105	110	115	120	140	150	160	—
$\frac{U_x}{U_{in}}$	56 200	100 000	$178 \cdot 10^3$	$316 \cdot 10^3$	$562 \cdot 10^3$	10^6	10^7	$3{,}16 \cdot 10^7$	10^3	

3. METODE DE LOCALIZARE A PIESEI DEFECTE ÎN CADRUL ETAJULUI SAU AL TRONSONULUI

Dacă prin aplicarea uneia din metodele de mai înainte nu s-a putut localiza direct piesa defectă ci etajul defect, atunci se trece la localizarea piesei în cadrul etajului. Metodele uzuale pentru localizarea piesei sînt :

— metoda corelării performanţelor globale şi a performanţelor etajului în care s-a constatat modificarea parametrilor pieselor componente;

— metoda măsurării etajului în regim dinamic sau static, denumită şi „metoda pas cu pas".

De multe ori se evită irosirea timpului cu diverse măsurări dacă în prealabil se fac o serie de verificări asupra tuburilor electronice sau a tranzistoarelor din etajul sau tronsonul defect.

a. Verificarea tuburilor electronice şi a tranzistoarelor

La depanarea unui radioreceptor, verificarea şi măsurarea tuburilor electronice se impune, deoarece acestea, pe lîngă faptul că au durată de funcţionare limitată (în medie de 3000 ore), sînt mai expuse defectelor decît alte elemente care alcătuiesc circuitele radioreceptorului.

Efectele uzurii tuburilor şi tranzistoarelor diverselor etaje. În multe cazuri radioreceptorul îşi întrerupe funcţionarea din cauza defecţiunilor ce apar în tuburile electronice.

De exemplu, dacă tubul redresor se defectează complet, radioreceptorul nu mai funcţionează din cauza întreruperii alimentării celorlalte tuburi cu tensiune anodică.

Uzura tuburilor redresoare se manifestă prin creşterea distorsiunilor, scăderea curentului anodic, întreruperea oscilatorului local pe anumite porţiuni din gamele de undă (în special pe unde scurte) etc.

Uzura tuburilor din etajul preamplificator de joasă frecvenţă şi din etajul final contribuie la creşterea distorsiunilor şi la micşorarea sensibilităţii şi a puterii de ieşire a receptorului.

Uzura tubului detector şi a tuburilor amplificatoare de frecvenţă intermediară se manifestă printr-o scădere apreciabilă a sensibilităţii radioreceptorului.

Uzura tubului schimbător de frecvenţă creează cele mai mari dificultăţi, deoarece modificarea parametrilor acestuia, în special ai tubului oscilator, nu mai asigură condiţiile de oscilaţie. Uzura tubului se apreciază după funcţionarea radioreceptorului pe diferite game de unde. La început, se îngustează porţiunea recepţionată din gama undelor scurte ; apoi fenomenul se extinde şi la celelalte game. De asemenea, se constată o instabilitate în funcţionare. În multe cazuri, oscilatorul reintră în funcţiune numai la şocuri electrice. Se menţionează că acest ultim fenomen poate să apară şi din cauza unor contacte oxidate, a scăderii tensiunii de alimentare (respectiv, a uzurii tubului redresor) etc.

În prima etapă, este necesar ca *asupra tuburilor electronice* să se facă următoarele *verificări şi măsurări:*

— verificarea continuităţii filamentului;

— verificarea scurtcircuitelor între electrozi;

— verificarea vidului în tubul electronic;
— verificarea rezistenței de izolație între filament și catod;
— verificarea curentului de emisie;
— verificarea prezenței fenomenului de microfonie (tendință de oscilație).

Verificările amintite se fac cu ajutorul catometrului. Controlul la catometru este pe deplin edificator pentru tuburile finale și redresoare.

În tuburile amplificatoare de frecvență intermediară și schimbătoare de frecvență pot să apară unele defecte care să dea naștere la fenomene (distorsiuni, zgomote, tendințe de oscilații și fluierături etc.) pe care catometrul nu le pune în evidență. În aceste situații, se recomandă ca în afară de controlul efectuat la catometru, tuburile să fie verificate într-un radioreceptor de control.

Sînt cazuri speciale cînd se cere să se măsoare și alți parametri, efectuîndu-se de exemplu următoarele operații:
— ridicarea caracteristicilor tubului;
— măsurarea rezistenței interne;
— măsurarea factorului de amplificare;
— măsurarea pantei de conversiune;
— măsurarea rezistenței de conversiune;
— măsurarea puterii de ieșire;
— măsurarea brumului (zgomotul tubului cînd încălzirea filamentelor se face în curent alternativ).

Pentru astfel de măsurări se folosesc metode și montaje speciale care se vor realiza de la caz la caz.

Verificarea tranzistoarelor se impune numai în măsura în care rezultatele măsurărilor lasă să se creadă că deranjamentul radioreceptorului provine din defectarea acestora. Deși durata de funcționare a tranzistoarelor se consideră nelimitată, sînt cazuri frecvente de defectare, fie din cauza condițiilor de exploatare, fie din cauza unor greșeli de montare sau de fabricație. În general, tranzistoarele sînt montate în radioreceptor prin lipire; deci, demontarea și montarea lor presupune o anumită tehnică, asupra căreia se va reveni. După demontarea tranzistoarelor urmează verificarea lor și în continuare, după caz, înlocuirea celor defecte. Se va căuta ca tranzistoarele înlocuite să fie de același tip. Cu toate acestea, există inegalități între parametrii tranzistoarelor de același tip. În consecință, se impune un control riguros înainte de montare, în special pentru tranzistoarele utilizate în etajul final în contratimp, care trebuie să aibă caracteristici cît mai apropiate. Verificarea cea mai simplă se referă la validitatea joncțiunilor și la curenții reziduali, I_{CBO}, I_{EBO}, I_{CEO}. Măsurările asupra factorului de amplificare în curent α_0, β_0 și a parametrilor hibrizi h, se fac cu ajutorul aparatului industrial numit tranzistormetru. Pentru alți parametri se folosesc montaje speciale.

Sînt situații în care tranzistoarele urmează să fie verificate fără să fie deconectate din montaj. Pentru astfel de situații se folosește un aparat a cărei schemă este dată în figura 19.17.

Înlocuirea tranzistoarelor cu altele echivalente în etajele de radiofrecvență intermediară necesită refacerea acordului și uneori modificări în schemă.

b. Metoda corelării performanțelor globale și a performanțelor cu modificarea parametrilor pieselor componente

Această metodă este mai expeditivă și constă în confruntarea rezultatelor dobîndite la măsurarea performanțelor globale ale radioreceptorului și ale etajului, cu gradul de influență pe care o exercită parametrii pieselor ieșite din toleranțe asupra acestora. Metoda necesită cunoștințe de specialitate privind funcționarea radioreceptorului și a etajelor, rolul diferitelor piese și elemente de circuit din fiecare etaj etc. Pentru întregirea metodei, în paragrafele F, G, H, I se va prezenta sub formă sintetică influența exercitată de piese asupra performanțelor etajului și de etaj asupra performanțelor globale.

Observație. Cu cît cantitatea de informație obținută din măsurări este mai mare, cu atît probabilitatea de localizare a piesei defecte sau de restrîngere a numărului de piese supuse verificării crește.

Metoda nu poate fi aplicată dacă defectul se manifestă prin nefuncționarea etajului (sensibilitate nulă). În acest caz se aplică metoda pas cu pas.

c. Metoda măsurării etajului în regim dinamic sau static (metoda pas cu pas)

Metoda implică măsurări în cadrul etajului asupra performanțelor unor circuite și piese în regim dinamic sau static de lucru.

● **Măsurarea tensiunilor continue și alternative** dintr-un etaj se poate face relativ simplu și într-un timp scurt. De aceea se recomandă să se efectueze înainte de a se trece la alte investigații. Pentru aceasta, prima operație constă în identificarea tuburilor (tubului) sau a tranzistoarelor (tranzistorului) și apoi în compararea valorilor măsurate cu cele trecute în tabela sau în schema de principiu.

Pentru exemplificare în figura 19.10 este dată schema simplificată a unui radioreceptor *MA-MF* cu tuburi, iar în figura 19.11, schema cu tranzistoare cu indicarea punctelor de măsurare a tensiunilor și parțial a curenților. Indicații corecte pentru tensiuni se obțin dacă rezistența internă a voltmetrului este de 10...20 ori mai mare decît rezistența porțiunii de circuit asupra căreia se efectuează măsurarea.

Pentru punctele *1,1'*, *2*, *3*, *4*, *5*, *7*, *9* (fig. 19.10) tensiunile pot fi citite cu suficientă precizie dacă aparatul universal are rezistența internă de 1 000 Ω/V. Se va avea grijă ca aparatul să fie pus pe poziția de curent continuu sau alternativ, în funcție de punctele de măsurare, iar scările să fie adecvate valorii tensiunilor măsurate.

Dacă aparatul de măsurare are rezistența internă de cel puțin 20 000Ω/V (preferabil 40 000 Ω/V), atunci măsurările de tensiune pot fi extinse și asupra punctelor *6,6'*, *8*, *11*, *12*, *13*.

Pentru punctele *1G*, *2G*, *3G*, *4G*, *5G* se impune utilizarea voltmetrului electronic cu rezistență internă mai mare de 20 MΩ.

La măsurarea tensiunilor anodice se admit toleranțe de ± 10 %, iar în cazuri excepționale, din cauza toleranțelor elementelor de circuit, variații pînă la ± 20 %. Pentru tensiunile de negativare a grilelor de comandă și de alimentare a filamentelor se admit toleranțe pînă la ±5 %.

Tensiunile măsurate se compară cu valorile indicate în schema de principiu sau în catalogul de tuburi și tranzistoare. Abateri mai mari de 15... ...20 % față de valorile prescrise indică uzura sau defectul tuburilor electronice sau a altor elemente din circuitele de alimentare a acestora.

În radioreceptoarele cu tranzistoare, măsurarea tensiunilor continue este bine să se facă cu un voltmetru cu rezistență internă mai mare de 1 kΩ/ /V, preferabil 20 kΩ/V sau 40 kΩ/V.

Voltmetrul se conectează în montaj cu borna plus la masă, dacă radioreceptrorul este echipat cu tranzistoare *pnp*, și cu borna minus la masă, dacă tranzistoarele sînt de tip *npn* sau dacă particularitățile schemei o cer.

Tensiunile măsurate între bază și masă și între emitor și masă pentru un același tranzistor sînt apropiate ca valoare (punctele de control *3*, *4*, *5*, *7*, *8*, *9*, *13*, *14*, *16*, *17*, *18*, *19*, *21*, *23*, *24*), diferența nedepășind 50—250 mV. Tensiunea măsurată între colector și masă nu trebuie să difere mult de tensiunea de alimentare sau, dacă se conectează minusul la masă, atunci, valoarea este nulă sau foarte mică.

Absența tensiunii la bornele unui circuit constituie un indiciu că un element serie (rezistență, întrerupător, înfășurare) nu asigură continuitatea circuitului sau un element derivație (condensator, tranzistor, diodă) este în scurtcircuit.

● **Măsurarea curenților în radioreceptor** este la fel de importantă ca și măsurarea tensiunilor. Compararea valorilor măsurate cu cele din tabele dă o imagine clară asupra funcționării tuburilor electronice și a altor elemente de circuit. Pentru exemplificare, pe figura 19.10 sînt notate punctele de măsurare a curenților (14, 15...26).

Aparatul de măsurare se conectează în serie cu circuitul respectiv. Trebuie menționat că prin unele circuite trece și curent continuu și curent alternativ (de diferite frecvențe). Pentru a împiedica curentul alternativ să străbată aparatul de măsurat curent continuu, se conectează un condensator între borna plus a aparatului și un punct la masă, sau în derivație cu aparatul. Condensatorul poate fi de 5 la 50 nF în etajele de înaltă frecvență și de 0,1...1μF în circuitele de AF.

Conectarea aparatelor în circuitele de înaltă frecvență și audiofrecvență trebuie făcută cît mai aproape de punctul la masă sau de sursa de alimentare.

Curentul absorbit de la rețea sau de la altă sursă de alimentare depinde de tipul radioreceptorului și de numărul de tuburi electronice folosite. Aparatul trebuie să permită măsurarea curenților alternativi pînă la valori de 2 sau 6 A.

Curentul anodic total al radioreceptorului poate fi cuprins în limitele 50...100 mA, dacă condensatoarele electrolitice de filtrare sînt în perfectă stare de funcționare (nu au curenți de fugă prea mari). Măsurarea curenților este edificatoare și suficient de precisă dacă se folosește un aparat universal de măsurare, cu condiția respectării pozițiilor de curent continuu sau alternativ precum și a scărilor de utilizare.

În procesul de măsurare este indicat să se pornească de la scări cu valori maxime spre scări cu valori mai mici. Nu trebuie neglijată faza de documentare a depanatorului asupra tuburilor existente în radioreceptor, care dealtfel sînt principalele consumatoare de energie electrică. Cunoașterea curenților absorbiți de electrozi ajută nemijlocit la fixarea pozițiilor și scărilor aparatului.

La măsurarea curenţilor, erorile care apar se datoresc rezistenţei interne a instrumentului de măsurare. Pentru ca erorile să fie neglijabile trebuie ca rezistenţa internă a acestuia să fie mică în comparaţie cu rezistenţa circuitului măsurat.

Măsurarea curenţilor este mai dificilă din cauză că necesită desfacerea legăturilor pentru conectarea instrumentului.

În cazul radioreceptoarelor şi în general al celor care folosesc circuite imprimate, desfacerea legăturilor se poate solda cu deteriorarea unor piese şi cu apariţia de scurtcircuite pe cablajul imprimat. Desfacerea conexiunilor pentru înscrierea instrumentului în circuit se va face numai în ultima instanţă.

Pentru radioreceptoarele echipate cu tranzistoare este mai indicat să se măsoare tensiunile iar curenţii să se găsească prin calcul. În schemele radioreceptoarelor moderne se dau valorile tensiunilor şi curenţilor normali de funcţionare (fig. 19.11).

Observaţie. O scădere a consumului general cu 20% (punct de control 25) nu constituie un indiciu că s-a produs o defecţiune, deoarece variaţia temperaturii mediului ambiant poate provoca o modificare în limitele a 20%. De aceea este recomandabil ca verificarea consumului general să se facă după 10 minute din momentul alimentării radioreceptorului.

D. INFLUENŢA MODIFICĂRII PERFORMANŢELOR ETAJELOR, ASUPRA PERFORMANŢELOR GLOBALE ALE RADIORECEPTORULUI

Metodica indicată face apel la o serie de cunoştinţe pe care depanatorul trebuie să le posede, în scopul localizării defectului în mod operativ.

Astfel, trebuie cunoscute performanţele generale, condiţiile de măsurare, interpretarea rezultatelor, legătura dintre performanţele generale şi performanţele etajelor, în scopul localizării defectului la nivelul etajului, şi legătura dintre performanţele etajului şi parametrii pieselor, pentru localizarea defectului la nivelul piesei.

Plecînd în primul rînd de la performanţele electrice s-a ajuns la clasificarea radioreceptoarelor în patru clase de calitate conform STAS E 7711 — 66.

Măsurarea performanţelor şi compararea rezultatelor cu valorile datei în prospect sau în documentaţia tehnică, constituie o reflectare a modului în care defectul afectează parametrii radioreceptorului.

În continuare vor fi definiţi parametrii principali şi condiţiile în care se execută măsurarea lor.

1. DEFINIREA PARAMETRILOR RADIORECEPTOARELOR

Puterea de ieşire a radioreceptoarelor reprezintă puterea electrică aplicată difuzorului şi ca atare caracterizează nivelul de tărie al audiţiei.

Pentru radioreceptoare se defineşte puterea de ieşire maximă sau nominală P_n, ca fiind puterea electrică la care distorsiunile de neliniaritate nu depăşesc o anumită limită admisibilă, de obicei 10%.

În măsurări şi în special pentru a exista un criteriu de comparare a radioreceptoarelor, se defineşte puterea standard, ca putere electrică de ieşire, disipată pe o rezistenţă neinductivă egală valoric cu modulul impedanţei difuzorului, la frecvenţa de 1 000 Hz.

Sensibilitatea caracterizează capacitatea radioreceptorului de a recepționa semnalele utile cu un anumit nivel, pentru a obține o putere dată la ieșire.

Radioreceptorul este cu atît mai sensibil cu cît nivelul semnalului recepționat este mai mic, deci cu cît amplificarea stabilă a etajelor este mai mare.

Aprecierea sensibilității se face pentru puterea standard la ieșire (0,5 W, 5 mW sau 50 mW) și se exprimă în μV sau în mV/m, după cum radioreceptorul este prevăzut cu antenă obișnuită sau antenă de ferită.

Se menționează că, în afară de sensibilitatea în radiofrecvență, pentru radioreceptoare este utilă și o bună sensibilitate în audiofrecvență, în cazul redării discurilor sau benzilor de magnetofon prin intermediul amplificatorului de *AF* din radioreceptor.

Selectivitatea definește capacitatea unui radioreceptor de a separa semnalul recepționat de alte semnale captate de antenă.

Selectivitatea radioreceptorului este asigurată de către circuitele acordate ale *ARF* și *AFI*. Măsurarea atenuării trebuie să se facă pentru semnale apropiate ca frecvență de frecvența de acord (canale adiacente).

Fidelitatea radioreceptorului este legată de amplificarea semnalului *AF* redat la ieșire.

Fidelitatea radioreceptorului se consideră cu atît mai bună cu cît amplificarea diferitelor frecvențe audio este mai uniformă. La redarea fidelă a semnalelor de audiofrecvență conlucrează amplificatorul *RF* și *FI*, precum și amplificatorul de *AF*.

Pentru lanțul de audiofrecvență al radioreceptorului, fidelitatea electrică este similară cu caracteristica de transfer a amplificatorului de *AF*.

Distorsiunile de neliniaritate sînt o consecință a prezenței armonicelor semnalului de audiofrecvență și au drept cauză neliniaritatea unor elemente din etajele radioreceptorului.

Gradul de distorsiuni influențează direct calitatea audiției. Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate se face cu distorsiometrul sau eventual se apreciază după forma undei obținute pe ecranul osciloscopului catodic. Valori mai mici de 10% ale coeficientului de distorsiuni sînt considerate acceptabile.

Atenuarea semnalului de frecvență imagine (pătrunderea pe frecvență imagine). Acest parametru caracterizează proprietățile selective ale radioreceptorului, cînd frecvența semnalului de la intrare se modifică cu $+2f_i$ față de frecvența de acord (f_s).

Atenuarea semnalului de frecvență intermediară (pătrunderea de frecvență intermediară) caracterizează proprietățile selective ale radioreceptorului, cînd frecvența semnalului de la intrare are valoarea frecvenței intermediare f_i, în timp ce se păstrează acordul circuitului de intrare pe frecvența f_s.

Raportul semnal/zgomot caracterizează sensibilitatea cînd se ține seama de zgomotul propriu al radioreceptorului. Această mărime se definește ca raportul dintre puterea semnalului util obținut la ieșire și puterea datorită zgomotelor proprii rezultată la ieșire, cînd se taie modulația semnalului de la intrare.

Zgomotul de rețea (brumul) reprezintă semnalul parazit perturbator de audiofrecvență introdus de rețeaua electrică de alimentare, prezent la ieșirea radioreceptorului (în difuzor).

Eficacitatea sistemului de reglaj automat al amplificării (RAA) se apreciază comparînd variația nivelului semnalului modulat aplicat la intrare, cu variația corespunzătoare a nivelului semnalului la ieșire. Cu cît diferența este mai mare, cu atît eficacitatea este mai bună.

Lărgimea de bandă este dată de amplificatoarele de FI ale radioreceptorului. Atenuarea semnalului modulator cu diferite frecvențe trebuie să nu depășească o anumită valoare, de obicei 3 sau 6 dB, față de nivelul semnalului de referință considerat la 1 000 Hz.

Curba de răspuns a reglajului de volum se definește prin variația nivelului semnalului la ieșire, în funcție de schimbarea poziției butonului de reglaj al volumului, cînd nivelul semnalului modulat aplicat la intrare rămîne constant.

Eficacitatea reglajului de ton caracterizează atenuarea semnalului cu o anumită frecvență din spectrul transmis, pentru pozițiile de ton închis sau ton deschis.

Stabilitatea caracterizează capacitatea radioreceptorului de a funcționa corect în timp, respectiv de a-și păstra performanțele la modificarea condițiilor de funcționare.

Puterea consumată caracterizează mai mult latura economică în special la radioreceptoarele alimentate din baterii sau acumulatoare (radioreceptoarele portabile cu tranzistoare). Măsurarea se face cu un wattmetru, sau, în absență, se măsoară curentul preluat de radioreceptor.

Radiația radioreceptorului reprezintă perturbația produsă în exterior pe o anumită frecvență (frecvența oscilatorului local sau frecvența intermediară). Radioreceptorul devenit sursă de oscilații parazite poate radia semnalul prin antenă sau prin rețeaua de distribuție. Măsurarea radiației se face fie la bornele antenă-pămînt, fie între rețeaua de distribuție și pămînt, cu ajutorul unui voltmetru electronic selectiv (separă tensiunea de o anumită frecvență din multitudinea semnalelor de diferite frecvențe).

Caracteristica acustică de frecvență reprezintă presiunea exercitată de sistemul acustic (difuzor) într-un punct al spațiului liber pentru diverse frecvențe *AF* aplicate indirect la intrarea radioreceptorului sau direct amplificatorului *AF*, cu nivel constant.

Caracteristica electrică de frecvență caracterizează variația puterii de ieșire pentru diverse frecvențe *AF* aplicate indirect la intrarea radioreceptorului sau direct la bornele de picup, cu nivel constant.

Oscilațiile parazite se datoresc etajelor din radioreceptor cu amplificare și au ca efet global înrăutățirea audiției.

Reacția acustică este un fenomen de autooscilație în banda audiofrecvențelor, datorită reacției dintre difuzor și diversele piese componente ale radioreceptorului.

Eroarea relativă de etalonare caracterizează abaterea acordului marcat de indicatorul de scară față de frecvența citită pe scara generatorului de semnal.

Alunecarea frecvenței oscilatorului local caracterizează variația în timp a frecvenței oscilatorului, datorită modificării parametrilor pieselor și circuitelor ce concură la generarea oscilațiilor.

Capacitatea de funcționare a radioreceptorului în cazul unor tensiuni de alimentare mai ridicate sau mai scăzute, definește gradul de modificare a sensibilității în limitele admisibile, de obicei sub 6 dB.

În procesul de depanare nu se măsoară toți parametrii enunțați mai sus : totuși, efectuarea unui număr minim de verificări și măsurări obiective reflectă mai veridic starea radioreceptorului.

Radioreceptoarele pot fi comparate, dacă măsurările se efectuează în condiții similare, în special legate de anumite frecvențe și nivele normale de lucru ale semnalului de la intrare.

Condiții generale de măsurare

a. Caracteristicile mediului ambiant

Temperatura (°C) = + 20±2. Umiditatea (%) = 65± 5. Presiunea atmosferică (mbar) = 860 ... 1 050.

b. Alimentarea radioreceptorului

Radioreceptoare cu tuburi electronice. Rețeaua de c.a. = 220 V ± 2 %, 50 Hz. Alimentarea prin transformator separator se face în următoarele cazuri : radioreceptorul echipat cu autotransformator; rețeaua are tensiune diferită de 220 V sau 120 V; se fac măsurări la variații de tensiune; se execută măsurări și la tensiunile de 120 V c.a. sau 220 V c.a., 50 Hz. Se consideră supratensiune de încercare tensiunea nominală a rețelei + 5 %. Subtensiunea de încercare : tensiunea nominală a rețelei minus 15 %.

Radioreceptoare cu tranzistoare. Alimentarea : de la sursă reglabilă de tensiune continuă cu rezistența internă $R_i < 1\ \Omega$ și aproximație de 0,1 V, sau de la baterii. Subtensiunea de alimentare se consideră : tensiunea nominală, mai puțin 33 %.

c. Frecvențe de măsurare

Audiofrecvența de referință este 1 000 Hz. Grupele de audiofrecvență pentru măsurare sînt date în tabela 19.4. Grupele normale de radiofrecvență pentru măsurările în gamele *UL*, *UM*, *US* și *UUS* sînt date în tabela 19.5.

Alegerea grupei de frecvențe de încercare se face în funcție de numărul determinărilor dintr-o gamă. Dacă specificul măsurării reclamă mai multe determinări, se utilizează frecvențele din grupa I sau a II-a, iar dacă se face o singură determinare — frecvențele din grupa a III-a.

d. Condițiile de lucru pentru ieșirea radioreceptorului

În cazul unor determinări, sistemul acustic al radioreceptorului se înlocuiește cu o rezistență neinductivă egală ca valoare cu modulul impedanței la 1 000 Hz.

Abaterile rezistenței nu trebuie să depășească ±5 %. Sistemul acustic nu se deconectează cînd se verifică reacția acustică, oscilațiile parazite și caracteristica acustică de frecvență.

Tabela 19.4

Grupele de audiofrecvențe pentru măsurare

Frecvențe preferate (Hz)	Intervale în octave			Frecvențe preferate (Hz)	Intervale în octave			Frecvențe preferate (Hz)	Intervale în octave		
	1	1/2	1/3		1	1/2	1/3		1	1/2	1/3
16	0	0	0	160			0	1 600			0
18				180		0		1 800			
20			0	200			0	2 000	0	0	0
22,4		0		224				2 240			
25			0	250	0	0	0	2 500			0
28				280				2 800		0	
31,5	0	0	0	315			0	3 150			0
35,5				355		0		3 550			
40			0	400			0	4 000	0	0	0
45		0		450				4 500			
50			0	500	0	0	0	5 000			0
56				560				5 600		0	
63	0	0	0	630			0	6 300			0
71				710		0		7 100			
80			0	800			0	8 000	0	0	0
90		0		900				9 000			
100			0	1 000	0	0	0	10 000			0
112				1 120				11 200		0	
125	0	0	0	1 250			0	12 500			0
140				1 400		0		14 000			
160			0	1 600			0	16 000	0	0	0

Notă. Notațiile „0" indică intervalele 1/2 și 1/3 din octava la care se vor face măsurările.

Grupele normale de radiofrecvențe pentru măsurarea performanțelor radioreceptoarelor

Receptoare *MA*									Receptoare *MF*		
Frecvențe normale de încercare									Frecvențe normale de încercare		
UL (kHz)			UM (kHz)			US (MHz)			UUS (MHz)		
Grupa			Grupa			Grupa			Grupa		
I	II	III	I	II	III	I	II	III	I	II	III
150	150		525	525		6,3	6,3		65	65	
200			630			8		8	67		
250	250	250	800			10			69	69	69
315	315		1 000	1 000	1 000	11,25	11,25		71		
400			1 250			14			73	73	
			1 400	1 400		16	16				
			1 600			20					
			4 000			22,4					
						25	25				

Puterea de ieșire standard, P_s, la care se efectuează măsurările depinde de puterea nominală a radioreceptorului P_n astfel:

$P_n < 0{,}1$ W $\qquad P_s = 5$ mW;

$0{,}1$ W $< P_n < 1$ W $\qquad P_s = 50$ mW;

$P_n > 1$ W $\qquad P_s = 500$ mW.

La indicații speciale se pot folosi și alte valori, eventual $(0{,}1\ P_n)$ W. *Puterea de referință* este mai mică cu 10 dB decît P_n.

e. Caracteristicile semnalului de la intrarea radioreceptorului

Nivelul semnalului de intrare depinde de specificul măsurării de tipul modulației (*MA*, *MF*) și de tipul antenei. Pentru exprimarea nivelului în dB se consideră tensiunea semnalului de referință de 1 μV sau 3.16 μV. Valorile acestor mărimi sînt date în tabela 19.6.

Tabela 19.6

Nivelul semnalului de intrare în RF

RADIORECEPTOARE *MA*								RADIORECEPTOARE *MF*						
Cu antenă exterioară					Cu antenă de ferită			Cu antenă dipol						
Valori recomandate			Puterea utilă preluată de sarcină		Valori recomandate			Valori recomandate			Tensiunea la ieșirea generatorului, pentru diferite valori ale rezistenței de intrare			
Valori preferate (dB)	Tensiunea la bornele antenei artificiale E'	Valori medii (dB)	$R_r = 300\Omega$	$R_r = 75\Omega$	Valori preferate (dB)	Valorile intensității cîmpului în locul de amplasare a antenei	Valori medii (dB)	Valori preferate (dB)	Puterea activă la ieșirea rețelei de adaptare	Valori medii (dB)	$R_r = 300\Omega$	$R_r = 240\Omega$	$R_r = 75\Omega$	$R_r = 60\Omega$
0	1,00 μV 3,16 μV	10	0,000833 pW 0,00833 pW	0,00333 pW 0,0333 pW	0	1,00 μV/m 3,16 μV/m	10	−20	0,001 pW 0,01 pW	−30	1,1 nV 3,5 nV	980 nV 3 μV	0,55 μV 1,70 μV	400 nV 1,5 μV
20	10,0 μV 31,6 μV	30	0,0833 pW 0,833 pW	0,333 pW 3,33 pW	20	10,0 μV/m 31,6 μV/m	30	0	0,1 pW 1,0 pW 10,0 pW	−10 10	11,0 μV 35,0 μV 110 μV	9,8 μV 30 μV 98 μV	5,5 μV 17 μV 55 μV	4,9 μV 15 μV 49 μV
40	100 μV 316 μV	50	8,3 pW 83,0 pW	33,3 pW 0,333 nW	40	100 μV/m 316 μV/m	50	20	100,0 pW 1 nW	10	350 μV 1,1 mV	300 μV 980 μV	170 μV 550 μV	150 μV 490 μV
60	1,00 mV 3,16 mV	70	0,833 nW 8,33 nW	3,33 nW 33,3 nW	60	1,00 mV/m 3,16 mV/m	70	40	10 nW 100 nW	30	3,5 mV 11 mV	3 mV 9,8 mV	1,7 mV 5,5 mV	1,5 mV 4,8 mV
80	10,0 mV 31,0 mV	90	0,0833 μW 0,833 μW	0,333 μW 3,33 μW	80	10 mV/m 31,6 mV/m	90	60	1 μW 10 μW	50	35 mV 110 mV	30 mV 98 mV	17 mV 55 mV	15 mV 49 mV
100	100 mV	90	8,33 μW	33,3 μW	100	100 mV/m 316 m/Wm	110	80	100 μW 1 mW	70	350 mV 1,1 V	300 mV 980 mV	170 mV 550 mV	150 mV 490 mV
120	316 mV 1,00 V	110	83,3 μW 0,833 mW	0,333 mW 3,33 mW	120	1,00 V/m	—	100	10 mW	90	3,5 V	3 V	1,7 V	1,5 V
—	3,16 V	130	8,33 mW	33,3 mW	—	—	—			—				

Gradul de modulaţie normal pentru semnalul de intrare : pentru *MA* = = 30 %; pentru *MF* : deviaţia de frecvenţă = 15 kHz ; frecvenţa de modulaţie normală = 1 000 Hz.

Se pot folosi şi alte valori, în funcţie de indicaţiile speciale date în documentaţia tehnică.

f. Aplicarea semnalului la intrarea radioreceptorului

Generatorul de semnal se conectează la intrarea radioreceptorului fie printr-o antenă artificială (în cazul *MA*), fie prin circuite de adaptare şi simetrizare (în cazul *MF*).

Semnalul de radiofrecvenţă se poate aplica radioreceptorului fie direct, la bornele de radiofrecvenţă, fie prin intermediul unei reţele de adaptare ce simulează impedanţa etajului precedent, care poate fi sursa de semnal (impedanţa generatorului de radiofrecvenţă mai mică de 10 Ω) fie indirect, modulînd în amplitudine sau frecvenţă sau în ambele feluri semnalul de radio-frecvenţă sau ultraînaltă frecvenţă şi aplicîndu-l la intrarea radioreceptorului.

Antena artificială pentru *MA* este un cuadripol care simulează proprietăţile antenei exterioare de recepţie. Acest cuadripol se comportă aperiodic într-o anumită bandă de frecvenţe. În figura 19.12 se dă schema cu valorile pieselor antenei artificiale utilizate la recepţia semnalelor *MA* în

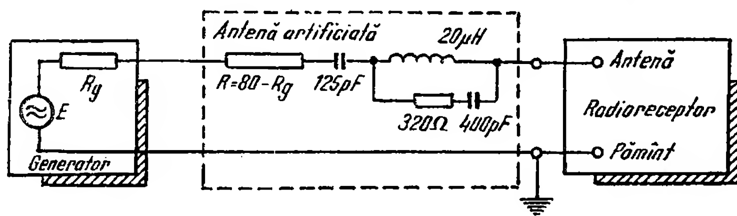


Fig. 19.12. Antena artificială pentru *MA*.

banda 150 kHz   26 MHz, pentru radioreceptoarele echipate cu tuburi electronice.

În lipsa unei antene artificiale, conectarea generatorului se poate face prin intermediul unui dipol format dintr-o rezistenţă de 50 ... 100 Ω, în serie cu un condensator de 200 pF, sau al unui simplu condensator de 100 ... ... 200 pF în gamele *UL* şi *UM*, iar gama *US* prin intermediul unei rezistenţe de 100... 300 Ω.

Pentru radioreceptoarele destinate să funcţioneze cu antenă interioară şi antenă telescopică, se recomandă schemele date în figura 19.13. Antena artificială destinată radioreceptoarelor tranzistorizate cu *MA* trebuie să simuleze proprietăţile antenei exterioare de recepţie. Schema şi valorile sînt date de către fabrica constructoare în documentaţia tehnică ce însoţesc radioreceptorul.

Antena cadru artificială este destinată radioreceptoarelor prevăzute cu antenă de ferită şi serveşte la producerea unui cîmp electromagnetic de valoare cunoscută, la o anumită distanţă, în domeniul de frecvenţe 150 kHz ... ... 16 MHz. Constructiv, aceasta se realizează prin bobinarea a trei spire de cupru emailat cu diametrul de 0.8 mm într-un ecran electrostatic sub formă de tub din cupru sau aluminiu, avînd dimensiunile date în figura 19.14.

Fig. 19.13. Antene artificiale speciale:

a – pentru radioreceptoare cu antenă interioară pînă la frecvența de 1,6 MHz; *b* – pentru radioreceptoare cu antenă interioară în gama de frecvență 6–26,1 MHz; *c* – pentru radioreceptoare de automobil; *d* – pentru radioreceptoare portabile cu antenă telescopică.

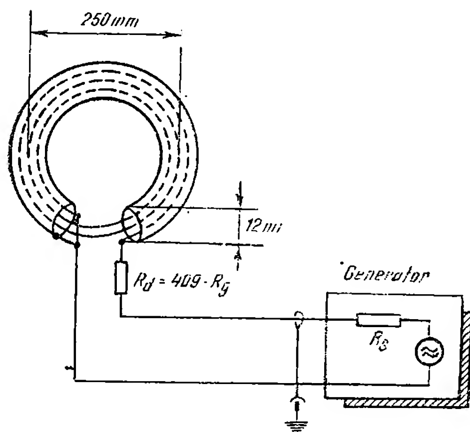


Fig. 19.14. Antena cadru artificială.

Dacă rezistența adițională este suficient de mare ($R_a > 300\Omega$), atunci generatorul de semnale poate fi transformat în generator de curent constant.

Poziționarea antenei de ferită a radioreceptorului față de antena cadru se face astfel ca planul antenei cadru să intersecteze axul miezului de ferită pe care sînt plasate bobinele.

Distanța de la antena cadru la antena de ferită se măsoară pe perpendiculara dusă din centrul antenei cadru pe axul longitudinal al barei de ferită (fig. 19.15) și în dreptul bobinei corespunzătoare gamei pe care se execută măsurarea.

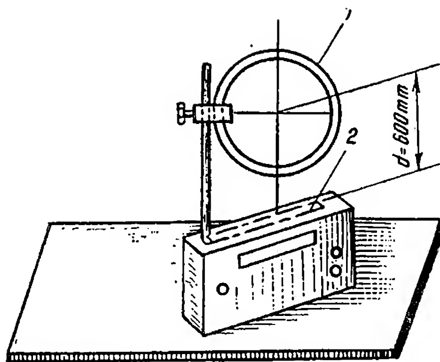


Fig. 19.15. Poziționarea antenei de ferită față de antena cadru.

Pentru calcularea cîmpului electromagnetic într-un anumit punct, la distanța d, se folosește formula :

$$H = \frac{30\ nS}{d^3\,(R_g + R_d)}\ E$$

în care H este cîmpul, exprimat în μV/m ; E este tensiunea de la ieșirea generatorului, în μV ; S — suprafața cadrului, în m²; n — numărul de spire ; R_g — rezistența internă a generatorului, în Ω ; R_d — rezistența adițională în Ω ; d — distanța de la centrul cadrului la axa barei de ferită în m.

Pentru anumite dimensiuni geometrice ale cadrului și respectînd distanța d se observă că fracția este o constantă, așa încît formula poate fi scrisă :

$$H = AE.$$

Cîmpul electromagnetic este direct proporțional cu E, deci etalonarea generatorului făcută în μV sau mV se poate folosi la exprimarea cîmpului electromagnetic în μV/m sau mV/m pentru diferite valori ale lui A.

În cazul particular indicat în figurile 19.14 și 19.15, $A = 1/20$, așa încît cîmpul produs de antena cadru în antena de ferită a radioreceptorului, exprimat în μV/m sau mV/m, este a 20-a parte din tensiunea în μV sau mV citită la generatorul de semnal.

Rezultate mai bune în ceea ce privește omogenitatea cîmpului electromagnetic se obțin dacă se folosește un ansamblu de două antene cadru distanțate la 20—30 cm una de alta și paralele.

Rețele de adaptare-simetrizare pentru MF. Pentru *MF* în banda 64 ... ... 73 MHz, generatorul sau generatoarele se conectează la radioreceptor prin intermediul unor rețele care asigură adaptarea de impedanțe și simetria necesară.

În figura 19.16 sînt date schemele de principiu ale cuadripolilor de adaptare pentru aplicarea unui singur semnal (fig. 19.16. *a*) și pentru aplicarea a două semnale, radioreceptorul avînd intrare simetrică (fig. 19.16, *b*) și asimetrică (fig. 19.16, *c*).

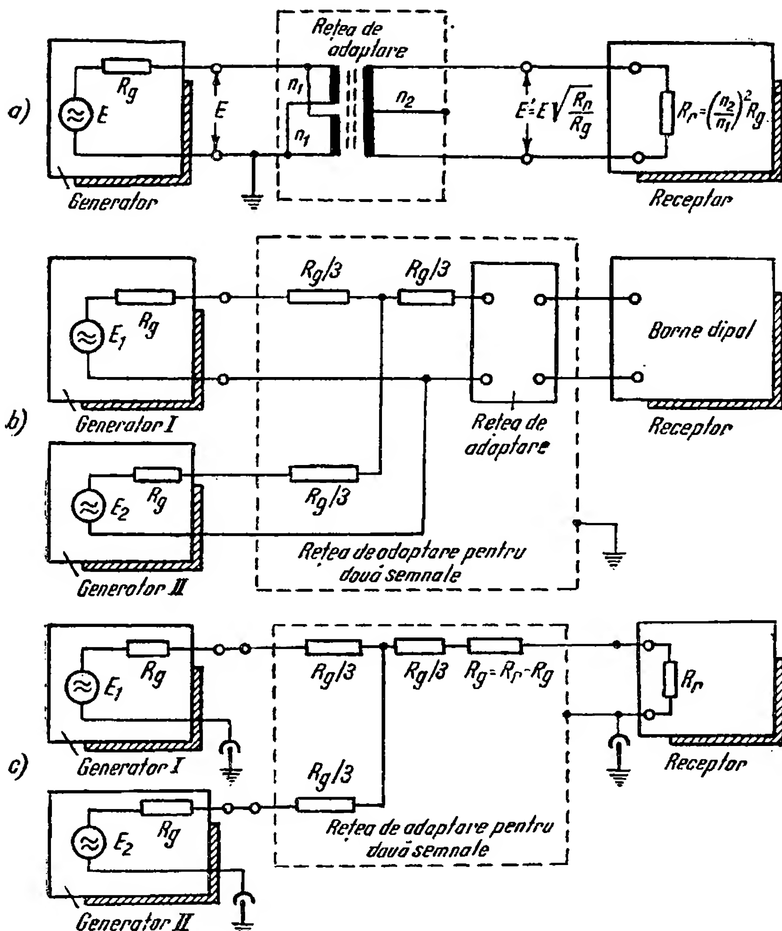


Fig. 19.16. Rețele de adaptare pentru *MF*:

a – pentru aplicarea unui singur semnal de la generator cu ieșire asimetrică și impedanță mică la radioreceptoarele cu intrare simetrică și impedanță mare; *b* – pentru aplicarea a două semnale de la generatoarele cu ieșire asimetrică și impedanțe mici la intrarea radioreceptorului cu intrare simetrică și impedanță mare; *c* – pentru aplicarea a două semnale de la generatoare cu ieșire asimetrică și impedanțe mici la intrarea radioreceptorului cu intrare asimetrică și impedanță mare.

g. Poziția normală a reglajelor

Reglajul de volum se poziționează așa încît atenuarea semnalului să fie minimă sau să corespundă puterii standard de ieșire.

Reglajul de ton trebuie să corespundă obținerii unei benzi maxime cu neuniformitate minimă în bandă.

Reglajul selectivității trebuie să corespundă benzii de trecere minime.

Reglajul acordului radioreceptorului se face pentru puterea maximă de ieșire la care forma de undă de audiofrecvență analizată la osciloscop este deformată cel mai puțin.

h. Timpul după care urmează să se execute măsurările

Radioreceptoarele echipate cu tuburi electronice necesită un anumit timp de încălzire; ca urmare măsurările vor începe după 30 minute din momentul alimentării.

i. Metode de măsurare a performanțelor

Metodele clasice sînt indicate pentru o investigare şi informare mai largă, lucru ce contribuie la reducerea numărului de piese suspectate de defecţiuni şi la verificarea calităţii reparaţiei.

Măsurările de performanţe prin metodele clasice se efectuează potrivit schemelor şi indicaţiilor date în detaliu în STAS 7939/67. Metodele descrise în acest STAS au la bază parametrii definiţi în STAS E 7711-66.

Metoda semnalelor de test dă posibilitatea să se măsoare obiectiv sau prin apreciere directă unele performanţe ale radioreceptorului, observînd şi interpretînd formele de undă pe ecranul osciloscopului catodic conectat la ieşire. Metoda constă în aplicarea unor semnale *RF* modulate în amplitudine sau frecvenţă cu semnale de *AF* astfel alese încît modificările formei semnalelor în funcţie de timp, suferite de acestea la trecerea prin etajele radioreceptorului, să dea o imagine cantitativă şi calitativă asupra unor performanţe.

Avantajele metodei :

— efectuarea mai multor măsurări fără să fie nevoie de reglaje suplimentare, atît pentru radioreceptor cît şi pentru aparatura de măsurare (excluzînd pe cele iniţiale) ;

— reducerea timpului afectat măsurărilor.

Dezavantajele metodei sînt :

— posibilitatea de măsurare numai a unui număr limitat de performanţe, fără reglaje suplimentare (sensibilitate, distorsiuni neliniare, raport semnal-zgomot, răspunsul reglajului de volum) şi cu reglaje (selectivitatea, atenuarea frecvenţei imagine, atenuarea frecvenţei intermediare) ;

— utilizarea unor generatoare mult mai complicate şi în consecinţă mai puţin economice.

Primul dezavantaj poate fi diminuat, extrapolînd conţinutul de informaţii dobîndite asupra celorlalte performanţe.

3. INFLUENȚA MODIFICĂRII PERFORMANŢELOR ETAJELOR ASUPRA PERFORMANŢELOR GENERALE

Analiza ce va fi întreprinsă, ca şi indicaţiile date în continuare includ în sfera de aplicare atît radioreceptoarele echipate cu tuburi electronice, cît şi pe cele cu tranzistoare. Cunoaşterea acestui mecanism dă posibilitatea de a localiza rapid defectul la nivelul etajului.

În unele cazuri, atribuind diferitelor piese sau elemente de circuit o ordine de prioritate pe criteriul modificării în timp a parametrilor, se poate localiza defectul la nivelul piesei fără să se efectueze verificări suplimentare.

În continuare vor fi prezentate principalele performanţe modificate cantitativ şi calitativ în concordanţă cu clasele de defecte, insistîndu-se cu precădere asupra acelora specifice etajului analizat.

a. Etajul de alimentare

Performanţele afectate de acest etaj sînt: sensibilitatea (redusă sau nulă); puterea de ieşire (redusă); distorsiunile de neliniaritate (mari); raportul *semnal-zgomot* (redus); zgomot (pronunţat) de reţea; modulaţia (pronunţată) cu brum în pauza de modulaţie a posturilor telefonice (postul local); oscilaţii parazite; puterea consumată (exagerată sau mai mică).

Performanţele afectate, specifice etajului de alimentare sînt zgomotul de reţea şi modulaţia cu brum.

Raportul semnal/zgomot de reţea redus se datoreşte în principal filtrajelor insuficiente pe căile de alimentare, cuplajelor parazite între căile de semnal şi piesele sau circuitele alimentate de la reţea sau influenţei cîmpurilor electrice şi magnetice.

Zgomotul pronunţat *de reţea* este specific radioreceptoarelor alimentate din reţeaua de curent alternativ. Cauza principală o constituie filtrajul insuficient al tensiunii de la ieşirea redresorului şi, în unele cazuri, micşorarea rezistenţelor inverse ale elementelor redresoare.

Modulaţia de brum provine din întreruperea condensatoarelor de decuplare a reţelei. Fenomenul se constată la acordarea radioreceptorului pe posturile puternice (locale).

Oscilaţiile parazite se datoresc unui filtraj insuficient ceea ce favorizează intrarea în oscilaţie a etajelor cu amplificare.

La radioreceptoarele alimentate de la baterii şi echipate cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, intrarea în oscilaţie este favorizată de creşterea rezistenţei interne a surselor epuizate.

Notă. Celelalte performanţe modificate nu desemnează în mod explicit etajul de alimentare ca defect, ele putînd fi datorate şi altor etaje componente. În consecinţă, restrîngerea numărului de etaje reclamă corelarea rezultatelor obţinute din măsurarea sensibilităţii, a puterii de ieşire, a consumului de putere sau curent, a distorsiunilor şi a tensiunilor din blocul de alimentare etc.

b. Etajele de audiofrecvenţă

Performanţele afectate sînt următoarele: sensibilitatea (redusă sau nulă); distorsiunile de neliniaritate şi de frecvenţă (mari); raportul semnal/ /*zgomot* (redus); caracteristica acustică şi electrică de frecvenţă a amplificatorului *AF* (necorespunzătoare); zgomotul de fond — brumul (exagerat); oscilaţii parazite; reacţia acustică (pronunţată) a amplificatorului *AF*; puterea de ieşire (redusă); eficacitatea reglajului de ton (scăzută); curba de răspuns a dispozitivului de reglare a volumului (necorespunzătoare).

Simptomele enumerate sînt specifice amplificatorului *AF*, aşa încît în aceste cazuri localizarea defectului se face în mod operativ. Celelalte modificări de performanţe necesită o analiză mai amplă a radioreceptorului.

Sensibilitatea redusă se datoreşte modificării rezistenţei de sarcină (neadaptării), defectării tranzistoarelor şi a tuburilor, eventual uzurii tuburilor din lanţul *AF*, defectării sistemului acustic sau a transformatorului de ieşire.

Distorsiunile de frecvenţă sînt o consecinţă a modificării valorilor condensatoarelor de cuplaj şi decuplare, a transformatorului de ieşire.

Distorsiunile de neliniaritate pronunţate se datoresc circuitelor de reacţie negativă, modificării punctului static de funcţionare a tuburilor etajului preamplificator şi ale etajului final, polarizării necorespunzătoare a bazei tranzistoarelor, nefuncţionării unui lanţ al etajului în contratimp, intrării în oscilaţie pe o frecvenţă înaltă a amplificatorului *AF*, neadaptării sarcinii cu tubul sau tuburile etajului final.

Raportul semnal/zgomot redus se datoreşte cuplajelor parazite din etajele *AF* şi în bună parte tendinţei de autooscilaţie a amplificatorului *AF*.

Caracteristicile de frecvenţă acustică şi electrică necorespunzătoare poartă amprenta modificării elementelor din circuitele de cuplaj şi decuplaj, eferente etajelor *AF*, a filtrelor din registrul de ton şi a circuitelor de reacţie negativă, eventual a transformatorului de ieşire (dacă radioreceptorul este prevăzut cu transformator de ieşire).

Zgomotul de fond exagerat provine din cauza tuburilor defecte (rezistenţa de izolament între filament şi catod scăzută, micşorarea vidului în tubul sau tuburile etajului final) sau din cauza tranzistoarelor defecte sau cu zgomot pronunţat, a nesimetriei circuitului de încălzire a tuburilor finale cu încălzire directă.

Oscilaţiile parazite pot apărea datorită decuplării necorespunzătoare, cuplajelor parazite şi, într-o bună parte, lanţului de reacţie negativă a cărui caracteristică de fază s-a modificat.

Reacţia acustică a amplificatorului *AF* se datoreşte acţiunii difuzorului asupra unor piese ce echipează amplificatorul *AF*, ca : tuburi electronice, tranzistoare etc., sau asupra dispozitivului de redare al picupului. Reacţia acustică este sesizată de piesele ce prezintă microfonie sau amortizare insuficientă la trepidaţiile provocate de difuzor.

Puterea de ieşire redusă caracterizează în special etajul final defect fie datorită elementelor de circuit ieşite din toleranţe, fie datorită tuburilor şi tranzistoarelor defecte sau tranzistoarele din montajul în contratimp.

Eficacitatea reglajului de ton scăzută se datoreşte elementelor de circuit şi pieselor ieşite din toleranţe, eventual dispozitivelor de comutare.

Curba de răspuns a reglajului de volum necorespunzătoare se datoreşte în exclusivitate potenţiometrului de reglaj al nivelului de tărie. De altfel, acest defect este pus uşor în evidenţă de manifestările acustice ale radioreceptorului la rotirea butonului de volum.

c. Etajul detector MA

Acest etaj modifică cantitativ şi calitativ următoarele performanţe : sensibilitatea (redusă sau nulă); distorsiunile de neliniaritate (mari); caracteristica electrică de frecvenţă (necorespunzătoare); raportul *semnal/ /zgomot* (scăzut); oscilaţii parazite.

Sensibilitatea se reduce datorită diodei detectoare care, mărindu-şi rezistenţa în sens direct, face să scadă randamentul detectorului.

Distorsiunile de neliniaritate mari se datoresc polarizării incorecte a diodei de detecţie (plasarea punctului de funcţionare pe porţiunea parabolică sau exponenţială a caracteristicii diodei) sau apar dacă raportul rezistenţei de sarcină a detectorului în c.a. în şi c.c. se abate mult de la unitate.

Caracteristica electrică de frecvență necorespunzătoare se datorește în principal constantei de timp incorecte a grupului de detecție și a filtrului de rejecție a frecvenței intermediare.

Raportul semnal/zgomot scăzut se explică prin ieșirea din toleranțe a valorii rezistenței din grupul de detecție.

Oscilațiile parazite și instabilitatea funcționării sînt favorizate de grupul de detecție și mai ales de filtrul de rejecție a frecvenței intermediare, dacă acesta permite ca *FI* să pătrundă în etajele *AF*.

d. Etajele demodulatoare

Performanțele afectate sînt următoarele : sensibilitatea (redusă sau nulă) ; distorsiuni de neliniaritate (mari) ; caracteristica electrică de frecvență (necorespunzătoare) ; coeficientul de atenuare a modulației de amplitudine (redus).

Sensibilitatea este redusă de diodele demodulatorului ca urmare a creșterii rezistenței în sensul de trecere și a dezechilibrării punții echivalente a discriminatorului în c.a. și c.c.

Distorsiunile de neliniaritate mari provin din dezacordul filtrelor ce echipează etajul demodulator, al cărui efect global constă în modificarea simetriei curbei în S sau a liniarității acesteia.

Caracteristica de frecvență deformată provine din modificarea constantelor de timp corespunzătoare filtrului de rejecție a frecvenței intermediare, circuitelor de cuplaj și circuitelor de dezaccentuare.

Coeficientul de atenuare a modulației de amplitudine redus se datorește în principal scăderii constantei de timp a circuitului de limitare a nivelului.

e. Circuitul de reglare automată a amplificării (RAA)

Performanța afectată specifică acestui circuit este eficacitatea dispozitivului de reglaj automat al amplificării (redusă). Aceasta, fie datorită deficiențelor proprii circuitului, fie datorită modificării altor performanțe generale ale radioreceptorului.

Circuitul *RAA* modifică însă și alte performanțe, ca : distorsiuni de neliniaritate (mari) la semnale puternice ; sensibilitatea (excesivă) ; oscilații parazite și instabilitate.

f. Etajele AFI pentru lanțul MA

Performanțe afectate : sensibilitatea (redusă sau nulă) ; selectivitatea (necorespunzătoare) ; fidelitatea (necorespunzătoare) ; oscilații parazite.

Etajele *AFI* au un rol dominant în ce privește performanțele radioreceptorului. Explicația constă în amplificarea mare a acestor etaje (aproximativ 40 dB) la care concură tuburile electronice, tranzistoarele și circuitele acordate. Etajele *AFI* au o influență majoră asupra primelor trei performanțe.

Sensibilitatea redusă este nemijlocit legată de alinierea defectuoasă a circuitelor de acord *FI*, de scăderea factorilor de calitate ai acestor circuite, de uzura tuburilor (reducerea pantelor), de alegerea defectuoasă a punctelor

statice de funcţionare pentru tranzistoare şi tuburi electronice (care dealtfel conduce la reducerea pantei).

Selectivitatea revine în cea mai mare parte filtrelor de *FI*. Alinierea executată greşit şi înrăutăţirea factorilor de calitate ai circuitelor de *FI* conduc la scăderea selectivităţii. Efectele similare provoacă amortizările suplimentare introduse de tuburile electronice şi de tranzistoare cu regim static de funcţionare ales greşit.

Fidelitatea se găseşte în raport de dependenţă faţă de selectivitate. O selectivitate excesivă (îngustarea benzii transmise) înrăutăţeşte fidelitatea în sensul atenuării frecvenţelor înalte audio. Efect similar provoacă asimetrizarea curbei de selectivitate, datorită, cu precădere, dezacordărilor. Selectivitatea redusă îmbunătăţeşte fidelitatea.

Distorsiunile de neliniaritate mari constituie indicii de suspectare a regimului static de funcţionare a tuburilor electronice şi a tranzistoarelor ce echipează amplificatoarele de *FI*, care probabil, lucrează pe porţiunea parabolică sau exponenţială a caracteristicii. În astfel de situaţii nu trebuie trecute cu vederea efectele provocate de tensiunea *RAA* şi de nivelul mare al semnalelor aplicate pe grilele tuburilor sau pe bazele tranzistoarelor, efecte soldate cu deplasarea punctului de funcţionare către porţiunea neliniară.

Oscilaţiile parazite au o gamă mai largă de cauze. Sînt de amintit decuplările modificate, starea cablajului şi a ecranelor circuitelor de *FI* şi ale tuburilor electronice (metalizarea).

Manifestările acustice datorate oscilaţiilor parazite sînt foarte variate, de la întreruperea lanţului de semnal (sensibilitatea nulă) în cazul autooscilaţiilor puternice, pînă la audiţie însoţită de fluierături de interferenţă, dacă autooscilaţiile au nivel scăzut.

g. Etajele AFI pentru lanţul MF

Performanţe afectate : sensibilitatea (redusă sau nulă) ; selectivitatea (necorespunzătoare) ; distorsiuni de neliniaritate (mari) ; raportul semnal/zgomot (redus) ; coeficientul de atenuare a modulaţiei de amplitudine (redus) ; coeficientul de atenuare a modulaţiei de amplitudine (redus) ; oscilaţii parazite.

Cauzele principale privind *modificarea sensibilităţii, a distorsiunilor de neliniaritate şi a selectivităţii*, enunţate pentru lanţul *MA*, rămîn valabile şi la *MF* cu precizarea că înrăutăţirea selectivităţii nu afectează fidelitatea ci dă naştere la distorsiuni de neliniaritate pronunţate.

Raportul semnal/zgomot redus se datoreşte alinierii greşite a circuitelor de acord de la ieşirea amplificatoarelor de *FI—MF*.

Coeficientul de atenuare a modulaţiei de amplitudine redus revine în parte circuitelor de limitare, existente în lanţul *AFI—MF*.

Oscilaţiile parazite din lanţul *MF* au acelaşi efect perturbator ca şi în cazul lanţului *MA*, cu specificaţia că tendinţele de oscialaţie se materializează prin asimetria curbei de selectivitate şi implicit prin creşterea distorsiunilor de neliniaritate.

h. Etajele schimbătoare de frecvență din lanțul MA

Prin structura lor aceste etaje afectează aceleași performanțe ca și etajele de *FI*, cu deosebirea că amplificarea și implicit sensibilitatea lor depind de tensiunea semnalului generat de oscilatorul local care de altfel hotărăște panta de conversie.

La aceasta se adaugă raportul semnal-zgomot redus, provocat de nivelul propriu de zgomote al tubului sau al tranzistorului, modulația cu brum, consecință a unui filtraj insuficient, interferența produsă de frecvența imagine, zgomotul de rețea sau intermodulație etc.

i. Circuitele de intrare sau etajele amplificatoare pentru RF lanțul MA

Performanțele afectate: sensibilitatea (redusă sau nulă); atenuarea semnalului de frecvență imagine (redusă); atenuarea semnalului de frecvență intermediară (redusă); selectivitatea (redusă); raportul semnal-zgomot (scăzut).

Cea de-a doua și a treia performanță sînt specifice circuitelor de intrare sau etajelor amplificatoare *RF*. Sensibilitatea nulă se datorește defectării unui element comun (întreruperea lanțului de semnal).

Reducerea sensibilității pe întreaga gamă sau pe porțiuni din gamă se datorește în special dezacordului sau alinierii greșite a circuitelor de acord.

Înrăutățirea atenuării semnalului de frecvență imagine precum și *a selectivității*, revine circuitelor de acord ce echipează etajele *RF* sau intrarea radioreceptorului, ca rezultat al unui acord sau al unei alinieri greșit executate sau la micșorării factorului de calitate al circuitelor amintite.

Atenuarea semnalului de frecvență intermediară redusă poate fi datorată fie acordului greșit sau dezacordului circuitului de rejecție sau absorbție a frecvenței intermediare, fie situării unui capăt al gamei către frecvență intermediară (capătul superior al gamei *UL* și capătul inferior al gamei *UM*).

Raportul semnal/zgomot redus provine fie din cauza elementelor active (tuburi sau tranzistoare cu nivel de zgomot ridicat), fie din cauza circuitelor pasive (micșorarea cîștigului circuitelor de intrare prin dezacord, factor de calitate scăzut etc.).

Înrăutățirea acestui raport mai poate fi datorată modulației cu zgomot (brum) a purtătoarei de către tuburi sau tranzistoare cu parametrii modificați sau cu regim static de lucru deplasat în porțiunea neliniară a caracteristicii.

j. Etajul oscilator local din lanțul MA

Performanțele afectate de etaj sînt: sensibilitatea (necorespunzătoare sau nulă); alunecarea frecvenței oscilatorului local, oscilații parazite (microfonie).

Performanța specifică etajului este alunecarea frecvenței.

Sensibilitatea scade dacă amplitudinea semnalului generat de oscilatorul local este diferită ca valoare față de tensiunea care corespunde pantei de conversie optime.

Alunecarea frecvenței oscilatorului local se datorește în parte modificării în timp a valorii elementelor circuitelor acordate sau, pe de altă parte, construcției neîngrijite sau eventual cuplajului prea strîns.

Oscilațiile parazite provin din modificarea elementelor de circuit (rezistența de negativare, de amortizare etc.). Efectul comun al oscilațiilor parazite constă în creșterea sensibilității în anumite porțiuni ale benzii sau în blocaje către capetele benzilor. Dacă frecvența oscilațiilor este apropiată de frecvența de lucru (în gama *US*) a oscilatorului, atunci pe o plajă mare a scării se recepționează un singur post.

Microfonia apare la recepționarea cu volum sonor puternic a unor posturi din gama undelor scurte, datorită unei execuții neîngrijite a montajului (tuburi sau tranzistoare, bobină, trimer, condensator variabil etc.).

k. Etajele blocului de UUS

La majoritatea radioreceptoarelor, circuitul de intrare, amplificatorul de frecvență ultraînaltă, etajul schimbător de frecvență și primul filtru de *FI*, formează un bloc separat. O serie de performanțe ca : sensibilitatea, selectivitatea, distorsiunile de neliniaritate, atenuarea frecvenței imagine și a frecvenței intermediare, microfonia, raportul semnal-zgomot, sînt afectate din aceleași motive ca cele arătate la etajele lanțului *MA* și ale amplificatorului de *FI—MF*.

Alte performanțe ca : radiația parazită, alunecarea frecvenței oscilatorului local, eventual tîrîrea frecvenței acestuia pe frecvența semnalului și autooscilația pe frecvența intermediară sînt mult mai accentuate pe lanțul *MF*.

Acestea pun în evidență, pe de o parte, dezechilibrarea punții echivalente ce separă oscilatorul local de amplificatorul de ultraînaltă frecvență și de sarcină, iar pe de altă parte, defecțiunile pieselor, ecranelor, eventual uzura tuburilor sau modificarea regimului static de funcționare.

E. PARTICULARITĂȚI PRIVIND DEPANAREA RADIORECEPTOARELOR CU TRANZISTOARE, CU CIRCUITE INTEGRATE ȘI PENTRU EMISIUNI STEREOFONICE

1. RADIORECEPTOARE CU TRANZISTOARE

În ansamblu, schemele radioreceptoarelor cu tranzistoare nu diferă esențial de montajele cu tuburi electronice. Din punct de vedere constructiv, concepția modernă este ca subansamblele radioreceptorului să fie realizate sub formă de blocuri funcționale (module funcționale). Piesele sînt montate pe plăcuțe cu cablaj imprimat.

Legătura între blocurile funcționale se realizează cu ajutorul unor conectoare speciale sau după sistemul fișe-bucșe (mufă-mamă, mufă-tată). Prin aceasta, demontarea și montarea blocurilor funcționale în procesul de depanare devine foarte ușoară. La unele radioreceptoare blocurile funcționale sînt așezate cu traseele metalice (cablaj imprimat) către capacul din spate. În acest fel depanatorul poate controla mai ușor diferitele puncte ale montajului.

Cablajul imprimat constă dintr-o folie de cupru lipită pe placa izolantă cu ajutorul unui lac. Temperatura la care se descompune lacul este de aproximativ 200°C. De acest lucru se va ţine seama în procesul de dezlipire şi lipire a pieselor pe cablajul imprimat. Traseele mai late corespund legăturilor la masă şi în general înconjoară traseele destinate circuitelor *RF* şi *FI*, în scopul stabilirii unor contururi de ecranare.

Notă. Circuitele imprimate şi blocurile funcţionale nu sînt specifice radioreceptoarelor cu tranzistoare; acestea echipează în egală măsură şi radioreceptoarele cu tuburi electronice, şi radioreceptoarele cu circuite integrate şi hibride.

a. Observaţii cu privire la depanarea radioreceptoarelor cu tranzistoare

Particularităţile constructive ale radioreceptoarelor cu tranzistoare sînt legate de caracteristicile tranzistoarelor, de dimensiunile mici ale pieselor şi ale elementelor de circuit ca şi de condiţiile de exploatare. Deşi metodele generale de verificare rămîn valabile şi la radioreceptoarele cu tranzistoare, sînt necesare unele precizări cu privire la limitele de aplicare a unor metode, precum şi la tehnologia de demontare şi montare a pieselor.

Metodele simple de verificare a etajelor de *AF* folosite la radioreceptoarele cu tuburi nu sînt aplicabile în cazul de faţă, deoarece obţinerea brumului (zgomotul de reţea) în difuzor prin atingerea cu un obiect metalic a electrozilor de comandă nu este eficace. Aceasta se explică prin faptul că tranzistoarele uzuale (fac excepţie tranzistoarele cu efect de cîmp) prezintă impedanţa de intrare mică şi ca atare preiau o parte însemnată din semnalul de zgomot.

Impedanţa de intrare mai mică decît impedanţa de ieşire şi mult mai mică decît la tuburi, reclamă asigurarea condiţiilor de adaptare. În acest sens transformatoarele de cuplare a etajelor sînt în general coborîtoare de tensiune, ceea ce face ca la urmărirea semnalului în primarul transformatorului să se măsoare tensiuni mai ridicate decît în circuitul secundar, respectiv la intrarea în etajul următor.

Pentru acelaşi motiv, la unele radioreceptoare cu tranzistoare, secundarul transformatorului de *FI* nu este rezonant.

Spre deosebire de tuburi, la care variaţiile de temperatură nu contează în mod esenţial, la tranzistoare acestea constituie o problemă de bază.

Astfel, temperaturile de 75...85°C aduc tranzistoarele cu germaniu în stare de nefuncţionare, iar uneori le deteriorează. Variaţiile de temperatură se datoresc mediului ambiant, lipirilor în procesul de depanare (încălzire exterioară) şi surselor de alimentare, care prin fenomenul de încălzire în avalanşă a joncţiunilor pot provoca deteriorări importante. Demontarea tranzistoarelor se face numai după o verificare amănunţită a elementelor prin care se asigură condiţiile normale de lucru.

Dezlipirea tranzistoarelor se face cu un ciocan de lipit de putere mică (50 W), în timp ce conductoarele de legătură dinspre corpul tranzistorului se menţin la temperatură scăzută cu ajutorul unei pensete sau al unui cleşte cu vîrf plat.

La montarea tranzistoarelor, terminalele vor avea o lungime de cel puţin 20 mm. Lipirea acestora în schemă trebuie pregătită aşa încît să dureze cît mai puţin, iar încălzirea terminalelor să fie minimă. În acest scop, locul de lipire se cositoreşte în prealabil. În momentul lipirii tranzistorului, terminalele vor fi menţinute la temperatura normală, ca şi în cazul demontării. Pe aceleaşi considerente (de supraîncălzire) este indicat ca distanţa între ciocanul de lipit şi corpul tranzistorului să fie de minimum un centimetru. Lipirea tranzistorului se recomandă să se facă cu ciocanul de lipit scos din priză sau cu corpul conectat la masă, deoarece defectele de izolaţie, ca şi capacitatea proprie a ciocanelor, fac ca o parte din tensiunea reţelei să ajungă pe electrozii tranzistorului în special dacă montajul are o bornă pusă la masă, ceea ce duce la distrugerea joncţiunilor.

Este recomandabil ca ciocanul de lipit să fie izolat galvanic de reţea prin intermediul unui transformator separator sau să se utilizeze un ciocan pistol, care constructiv este prevăzut cu transformator.

Principalele defecţiuni ce apar la tranzistoare, sînt

— creşterea curentului I_{CBO} (colector-bază) şi micşorarea amplificării în curent, datorită unor cauze complexe (umiditate, suprasarcini puţin pronunţate dar de lungă durată etc.);

— instabilitatea valorii curentului I_{CBO};

— scurtcircuitarea, respectiv străpungerea joncţiunii bază colector sau emitor-bază, datorită tensiunilor inverse prea mari sau prin supraîncălzirea tranzistorului;

— întreruperi între electrozi, eventual creşterea rezistenţei la valori inadmisibile, datorită trecerii unor curenţi prea mari sau prin încălzirea exagerată a terminalelor în procesul de lipire, respectiv de dezlipire.

Comutările şi înlocuirile de elemente din schemă nu trebuie făcute sub tensiune, deoarece şocurile pot periclita tranzistoarele. Deşi tranzistoarele rezistă la şocuri mecanice, ele nu rezistă la supraîncălziri produse de curenţi prea mari sau la tensiuni inverse care depăşesc o anumită limită.

Se va evita cu desăvîrşire conectarea cu polaritate inversă a surselor de alimentare. În acest scop se vor folosi suporţii speciali (din radioreceptoare) pentru baterii şi acumulatoare.

Lipirea şi dezlipirea elementelor de circuit (rezistenţe şi condensatoare) pe circuite imprimate se va face cu grijă. Se va căuta pe cît posibil să se reducă numărul lipiturilor, pentru a evita desprinderea foiţei de cupru (traseul metalic) şi a pastilelor de contact de pe placa izolantă, fapt ce ar duce la întreruperea circuitelor, eventual la scurtcircuite.

În general, elementele de circuit sînt de tip miniatură, lucru ce face incomodă marcarea directă a valorilor. Pe aceste considerente s-a adoptat marcarea după codul culorilor a rezistenţelor şi a condensatoarelor.

La înlocuirea rezistenţelor defecte se va avea în vedere ca ele să aibă aceleaşi dimensiuni şi caracteristici electrice. Dintre rezistenţele miniatură folosite în radioreceptoarele cu tranzistoare, se amintesc tipurile cu terminale axiale şi radiale. Montarea rezistenţelor şi condensatoarelor nu se face în orice mod. Sînt situaţii (economie de spaţiu, piesa nu suportă încălzirea în timpul lipirii, sau un mod particular de plasare a terminalelor) în care piesele se montează în poziţie verticală.

În general, se caută ca rezistența să se sprijine pe plăcuța izolantă, înlăturîndu-se astfel posibilitatea de dezlipire a foliei metalice de pe verso, la eventuale apăsări.

Terminalele nu vor fi prea scurte, pentru a se evita supraîncălzirea în timpul cît se lipește rezistența. Se preferă rezistențele cu terminale axiale, deoarece se montează mai ușor.

Înlocuirea, respectiv dezlipirea pieselor cu mai mult de două terminale de pe cablajul imprimat, devine mai dificilă din cauză că nu pot fi încălzite simultan toate punctele de lipire și nici timpul de încălzire nu poate fi prelungit prea mult. Pentru astfel de piese (potențiometre, transformatoare de *FI* și transformatoare de defazaj și ieșire) se încălzește fiecare punct de lipire la circuitele imprimate și apoi, cu ajutorul unui șiret subțire de bumbac petrecut în jurul capătului terminalului, se împinge cositorul lichid (încălzit) spre placă, pînă ce terminalul se curăță de cositor. După eliberarea tuturor terminalelor se scoate piesa pentru a fi reparată sau înlocuită, după caz.

Alt mod de a îndepărta aliajul topit de punctul de lipire constă în lovirea bruscă a mîinii în care se ține piesa de masa de lucru (șoc elastic). Se evită lovirea directă a piesei de masă, deoarece se poate deteriora cablajul imprimat odată cu eventuala spargere sau fisurarea plăcuței de material izolant.

În timpul depanării se va evita verificarea funcționării etajelor prin scurtcircuitarea rezistențelor conectate la emitor, precum și scurtcircuitul între colector și masă sau alți electrozi, în special la etajele care conțin inductanțe (transformatoare), deoarece fenomenele tranzitorii provoacă supratensiuni ce pot duce la străpungerea joncțiunilor. La fel, se va evita legarea directă a bazei la borna de alimentare a radioreceptorului.

După montarea și demontarea unor piese, pe cablajul imprimat se va face un control privind validitatea lipiturilor, înlăturarea eventualelor scurtcircuite (cauzate de dimensiunile lipiturilor), precum și existența fisurilor în cablajul imprimat, apărute în tipul exploatării sau al reparării.

Este total neindicată verificarea cu ohmmetrul, din cauza surselor proprii de tensiune ce pot deteriora joncțiunile tranzistoarelor și condensatoarelor electrolitice.

Condițiile de verificări admise cu ohmmetrul au fost specificate în paragrafele anterioare.

Pentru radioreceptoarele portabile verificările sub tensiune necesită în prealabil controlul surselor de alimentare. Practica arată că peste 50% din cazurile de funcționare nesatisfăcătoare a acestor radioreceptoare au legătura directă sau indirectă cu starea surselor de alimentare. Controlul acestora se face după indicațiile date în capitolul anterior.

b. Verificarea tranzistoarelor

Regimul static de funcționare se constată odată cu măsurările de tensiuni continue la electrozii tranzistoarelor. Valorile obținute informează asupra polarizării corecte sau incorecte a tranzistoarelor și totodată pot duce la detectarea unor defecțiuni fie a tranzistoarelor, fie ale circuitelor în care sînt conectate.

Regimul de lucru al tranzistoarelor este mai bine caracterizat de valorile curenților. Măsurările de curenți necesită întreruperea circuitelor,

lucru neindicat în montajele cu circuite imprimate din cauza pericolului de exfoliere a traseului imprimat şi a pastilelor de contact. De aceea, se recomandă calcularea curenţilor cunoscîndu-se rezistenţa din circuit şi căderea de tensiune la bornele acesteia.

Din aceleaşi motive, verificarea unor parametri ai tranzistoarelor se va face fără ca acestea să fie deconectate din circuit.

Aparat pentru verificarea tranzistoarelor fără deconectarea lor din montaj. În foarte multe cazuri de depanare, după localizarea tronsonului sau a etajului defect este de dorit să se facă verificarea tranzistoarelor fără să fie dezlipite din circuit. În primă aproximaţie, verificarea factorului de amplificare „β" (beta) este suficient de edificatoare în ceea ce priveşte funcţionarea tranzistorului. În ultimul timp s-au realizat aparate cu grad mai mare sau mai mic de complexitate, pentru verificarea tranzistoarelor. În figura 19.17. este prezentată schema unui astfel de aparat, propus de firma Heathkit, model IT—18. Aceasta satisface deopotrivă cerinţele tehnice şi economice. Aparatul permite să se verifice starea tranzistorului atît în circuit, cît şi în afara circuitului. Se poate măsura factorul de amplificare „β" şi curenţii inverşi ai joncţiunilor (curenţi reziduali) I_{CBO} şi I_{CEO}.

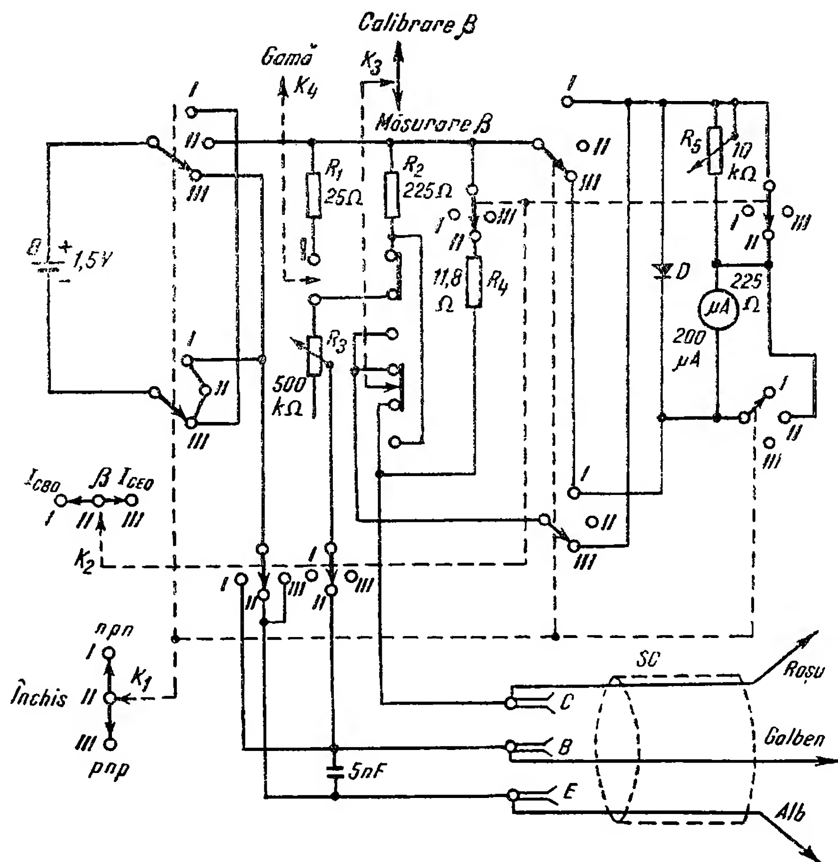


Fig. 19.17. Aparat pentru verificarea tranzistoarelor în circuit.

Principial, aparatul este un amplificator cu emitor comun, de impedanţă mică, în care tranzistorul de măsurat completează circuitul şi îndeplineşte funcţia de amplificator propriu-zis. Elementele componente sînt: K_1 — comutator de polaritate, necesar verificării tranzistoarelor *npn* şi *pnp*; K_2 — comutator de funcţiuni; K_3 — comutator pentru verificarea factorului „β"; R_1 (25 Ω) rezistenţă şunt pentru reducerea domeniului de măsurare; K_4 — comutator de gamă; μA — microampermetru cu scara 200 μA şi R_i = 225 Ω; *D* — diodă de protejare a instrumentului; *B* — pilă de 1,5 V; *SC* — soclu de conectare a tranzistorului, inclusiv cordonul de încercare; R_2 (225 Ω) — rezistenţa de simulare a instrumentului în circuit; R_3(500 kΩ) — potenţiometrul de calibrare pentru măsurarea factorului de amplificare; R_4(11,8 Ω) — rezistenţă şunt pentru microampermetrul conectat la colector; R_5(10 kΩ) — potenţiometru de reglare a curentului pe poziţiile de verificare a lui I_{CBO} şi I_{CEO}.

În majoritatea montajelor, valoarea elementelor de circuit care asigură regimul de lucru al tranzistoarelor este sensibil mai mare decît valoarea elementelor de circuit ce echipează aparatul. Astfel curenţii care parcurg circuitele din montaj nu duc la o eroare apreciabilă a indicaţiei „β" citite la aparat.

Măsurarea factorului de amplificare β. Curentul de colector I_c depinde de curentul din circuitul bazei I_B. Raportul I_C/I_B defineşte factorul de amplificare β şi se determină măsurînd curenţii I_C şi I_B. Măsurarea factorului β se face în două etape.

— Prima etapă constă în poziţionarea lui K_2 pe poziţia II şi a lui K_3 pe calibrare β. Se acţionează potenţiometrul R_3 din circuitul bazei pînă ce instrumentul indică curentul de referinţă de 4 mA, marcat pe scară (fig. 19.18, *a*).

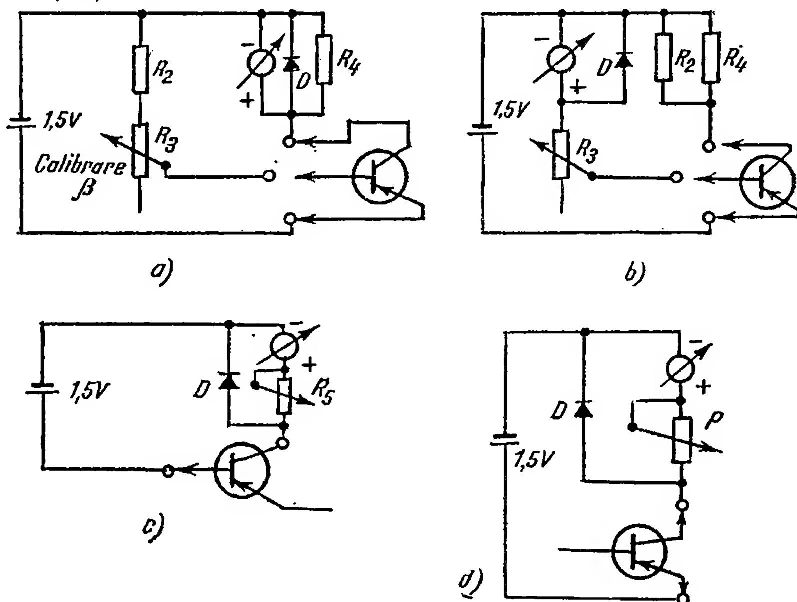


Fig. 19.18. Montaje simplificate pentru măsurarea factorului de amplificare şi a curenţilor inverşi:
a — calibrare; *b* — măsurare; *c* — măsurarea curentului I_{CBO}; *d* — măsurarea curentului I_{CEO}.

— Etapa a doua constă în apăsarea lui K_3 pe poziția „măsurare β". În această poziție instrumentul este conectat în circuitul bazei împreună cu dioda de protejare D, iar rezistența R_2 ocupă locul instrumentului, pentru a nu se modifica condițiile de lucru. Menționăm că dioda D este blocată cît timp intensitatea curentului nu depășește 200 μA și șuntează instrumentul îndată ce se depășește această valoare. Etapa a doua este sintetizată în schema dată în figura 19.18, *b*. Curentul de colector este constant, deoarece se ajustează întotdeauna la 4 mA. Astfel, factorul de amplificare $\beta = A \frac{1}{I_B}$ depinde de valoarea curentului I_B. Se obține β_{min} pentru curentul I_{Bmax}, la capătul superior al scării $\left(\beta_{min} = A \frac{1}{I_{Bmax}}\right)$ și β_{max} pentru I_{Bmin} la capătul inferior al scării $\left(\beta_{max} = A \frac{1}{I_{Bmin}}\right)$. Se deduce că scara microampermetrului poate fi etalonată direct în valori ale lui β.

Comutatorul de gamă K_4 introduce rezistența R_1 în circuit, pentru măsurarea tranzistoarelor cu β mic (se reduce scara de opt ori).

Măsurarea curenților inverși I_{CBO} *și* I_{CEO}. Aceste măsurări se fac cu tranzistorul deconectat din circuit. Se poziționează comutatorul de funcțiuni K_2 pe I_{CBO} sau I_{CEO} pe „Calibrare β". În primul caz tranzistorul lucrează cu emitorul în gol, în cazul al doilea cu baza în gol. Instrumentul se conectează în serie cu joncțiunea ce se verifică și cu sursa de alimentare (fig. 19.18, *c*, *d*).

Potențiometrul R_5 se reglează astfel încît curentul prin instrument să nu depășească valoarea de 0,2 mA (capătul scării) pentru un curent total prin circuit de 5 mA. Restul de 4,8 mA este preluat de dioda de protejare. Cît timp curentul total nu depășește 0,2 mA, dioda este blocată. Curenții inverși depind de tipul tranzistorului și de temperatură. Informativ, $I_{CBO} < 1$ μA pentru tranzistoarele de mică putere cu siliciu și depășește 50 μA dacă sînt tranzistoare de putere (tranzistoarele de putere au I_{CBO} cuprins între 0,05 și 5 mA).

Tranzistoarele cu germaniu de înaltă și medie frecvență au I_{CBO} cuprins între 0 și 5 μA, iar tranzistoarele de joasă frecvență între 5 și 10 μA

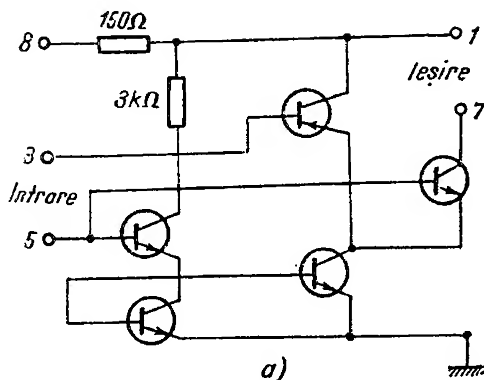
2. RADIORECEPTOARE CU CIRCUITE INTEGRATE

Unificarea schemelor electrice, reducerea dimensiunilor radioreceptoarelor, siguranța în funcționare, constituie motivele pentru care în ultimul timp circuitele integrate sînt utilizate din ce în ce mai mult în construcția radioreceptoarelor.

Tehnologia de fabricație a dispozitivelor semiconductoare a creat premisele de realizare constructivă a unor circuite cu funcțiuni complexe grupate într-un bloc monolit.

a. Circuite integrate utilizate în radioreceptoare

Circuitele integrate cu unități independente, completate cu elemente de circuit, conduc la realizarea de blocuri funcționale hibride. Structural, acestea conțin tranzistoare, diode și rezistențe în număr suficient pentru a asigura performanțele cerute etajului sau etajelor din radioreceptor. Notațiile simbolice sînt specifice fabricilor constructoare.



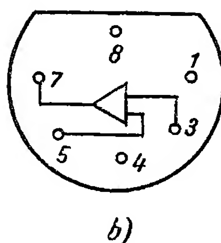


Fig. 19.19. Circuit integrat A 703 E:

a — schema de principiu;
b — punctele de conectare la circuitul exterior.

Astfel, circuitul integrat *A* 303 *E* este utilizat ca amplificator *FI*. Schema de principiu este prezentată în figura 19.19, *a*, iar punctele de conectare în figura 19.19, *b*. Aceeaşi funcţiune îndeplineşte circuitul A 703 E.

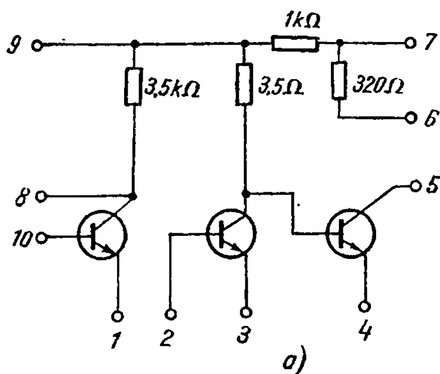
Circuitul *TAA* 151 (fig. 19.20) este utilizat ca preamplificator *AF*; la fel *TAA* 263 şi *TAA* 310.

Alte circuite cumulează mai multe funcţiuni. Astfel circuitul integrat *CA* 3003 cumulează funcţiunile de amplificator *FI* şi de etaj schimbător. Acesta are următoarele caracteristici:

— cîştigul în putere (montaj cascadă la 100 MHz) 20 dB;
— cîştigul în putere (amplificator diferenţial la 10,7 MHz) 25 dB;
— nivelul de zgomot, 7,8 dB;
— puterea disipată, 39,5 *m*W;
— tensiunea de intrare 2,6 μV.

Circuitul *CA* 3014 îndeplineşte funcţiunile de amplificator *FI—MF* la 10,7 MHz şi etaj de demodulare. Caracteristicile circuitului sînt:

— cîştigul de putere, 70 dB;
— tensiunea limită de intrare, 500 μV;
— atenuarea modulaţiei de amplitudine parazite, 50 dB;



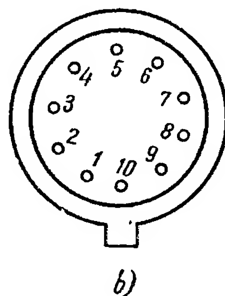


Fig. 19.20. Circuit integrat *TAA* 151:

a — schema de principiu;
b — punctele de conectare la circuitul exterior.

— rezistenţa de intrare în *AFI*, 2,8 kΩ;
— capacitatea de intrare în *AFI*, 6,5 pF;
— rezistenţa de ieşire din *AFI*, 41 kΩ;
— capacitatea de ieşire din *AFI*, 3,9 pF;
— rezistenţa de intrare în etajul de modulare, 12 kΩ;
— capacitatea de intrare în etajul de demodulare, 7 pF;
— rezistenţa de ieşire din etajul de demodulare, 60 Ω;
— tensiunea de *AF*, 190 mV;
— puterea disipată, 180 mW.

Circuitul integrat *TAA* 840 (fig. 19.21) cumulează funcţiunile de amplificator de înaltă frecvenţă, etaj schimbător de frecvenţă, oscilator, amplificator de *FI*, etaj de demodulare şi preamplificator de *AF*.

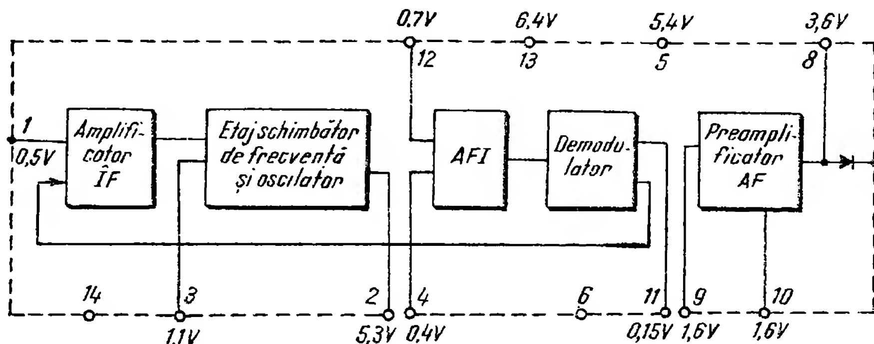


Fig. 19.21. Circuit integrat *TAA* 840 conectat în radioreceptor pentru semnale *MA*.

Circuitul *TBA* 110 este utilizat ca amplificator de *FI—MA—MF* (cîştigul de tensiune, 100 dB).

Circuitul *MC* 1303 P este utilizat ca preamplificator stereo.

Circuitul *TAD* 100 îndeplineşte funcţiunile de etaj de amestec şi oscilator local, amplificator de *FI—MA*, etaj de detecţie şi preamplificator de *AF*.

Circuitul *CAA* 380 îndeplineşte funcţiile de *AFI—MF*, detector de raport şi preamplificator de *AF*.

Circuitele *TAA* 550, LM 100, LM 200, LM 300 sînt utilizate ca circuite stabilizatoare de tensiune.

b. Localizarea defectului

La radioreceptoarele cu circuite integrate localizarea defectului se face după aceleaşi reguli generale. Iniţial se localizează blocul funcţional defect. În cadrul blocului există două posibilităţi: defectul aparţine circuitului integrat sau circuitelor exterioare. Dacă odată cu schimbarea circuitului integrat performanţele radioreceptorului se restabilesc, înseamnă că defectul aparţine circuitului integrat şi unica soluţie constă în schimbarea acestuia. Dacă defectul aparţine circuitelor exterioare, atunci se localizează etajul defect şi, în continuare, piesa defectă la nivelul etajului.

Localizarea defectului la radioreceptoarele cu circuite integrate este mult uşurată pe de o parte datorită faptului că numărul de verificări este mai mic (depanatorul nu are acces la elementele interne ale blocului); pe de altă parte, punctele de conectare sînt numerotate (figurile 19.19, *b*, 19,20, *b* şi 19.21) şi se dau şi valorile tensiunilor continue ce urmează să fie controlate (fig. 19.21).

Schemele de principiu sînt mai simple, deoarece circuitele integrate sînt figurate de obicei sub formă de triunghiuri sau dreptunghiuri. Pe depanator nu-l interesează structura internă a circuitului integrat, ci numai bornele de conectare la circuitele exterioare.

Dacă se înlocuieşte circuitul integrat şi acesta are funcţiuni în *RF*, se impune verificarea performanţelor principale, deoarece se poate întîmpla ca acordul şi alinierea să sufere modificări. În acest caz, se va proceda la o reacordare a circuitelor.

3. RADIORECEPTOARE DESTINATE SĂ RECEPŢIONEZE EMISIUNILE STEREOFONICE

a. Recepţia programelor stereofonice

Recepţia programelor stereofonice este posibilă în două moduri

— prin folosirea radioreceptoarelor special construite pentru a lucra potrivit sistemului de emisie stereofonic;

— prin adaptarea radioreceptorului monofonic la emisiile stereofonice.

Constructiv, radioreceptoarele stereofonice se deosebesc de cele monofonice prin dispozitivul de decodare. Circuitul de decodare trebuie să îndeplinească următoarele funcţiuni

— selectarea şi amplificarea semnalului pilot de 19 kHz;

— dublarea frecvenţei semnalului pilot;

— extragerea informaţiei stereo;

— combinarea informaţiei stereo cu purtătoarea auxiliară;

— separarea căilor.

Pentru realizarea funcţiunilor de mai sus, circuitul de decodare trebuie să conţină filtre de separare acordate pe 19 kHz şi 38 kHz, un etaj de dublare a frecvenţei de 19 kHz şi un demodulator care realizează totodată şi separarea căilor. La acestea se adaugă etajele de amplificare şi eventual oscilatorul local (19 kHz) sau (38 kHz) pentru refacerea subpurtătoarei de 38 kHz.

În figura 19.22 sînt prezentate schemele-bloc tipice de decodare a semnalelor stereofonice. Filtrul de dezaccentuare a frecvenţelor înalte conectat la ieşirea detectorului de raport, pentru emisiunile monofonice MF, se comută la ieşirea circuitului de decodare în cazul semnalelor stereofonice.

b. Verificarea radioreceptoarelor pentru semnale multiplex

Se verifică circuitele acordate de *UIF* şi *FI* potrivit indicaţiilor date în capitolul 14 (vizualizarea curbei în S). Se verifică alinierea circuitelor *UIF* şi *FI* şi de decodare, cu schema-bloc dată în figura 19.23. Curbele obţinute pe ecranul osciloscopului reflectă modul corect sau greşit de reglare.

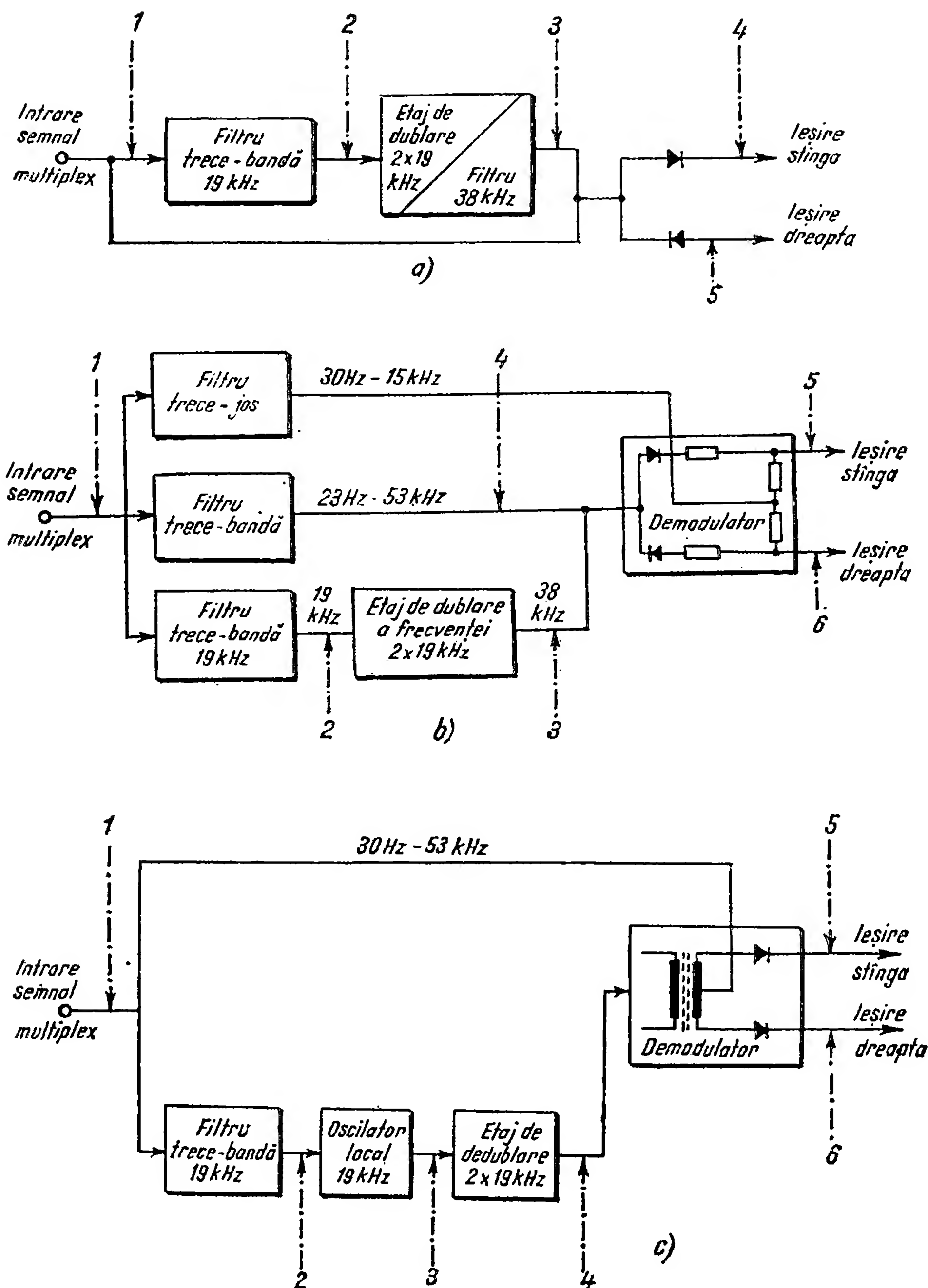


Fig. 19.22. Scheme-bloc de circuite de decodare pentru emisiuni stereofonice: *a* — cu detecția anvelopei; *b* — cu însumare; *c* — cu oscilator local pentru refacerea subpurtătoarei.

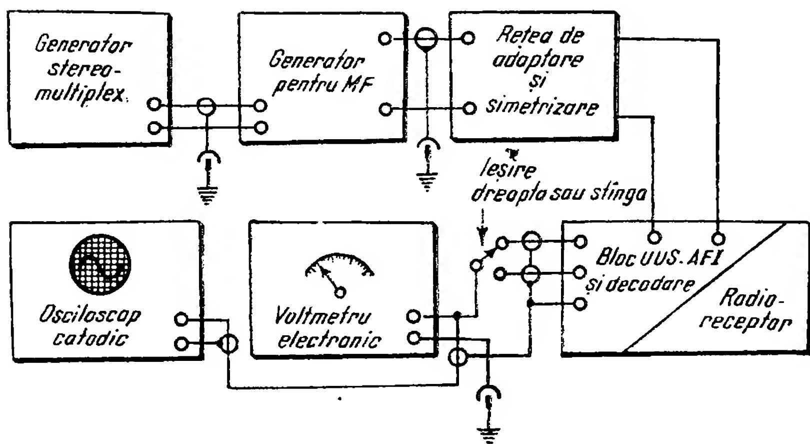


Fig. 19.23. Montaj pentru verificarea ansamblurilor *UUS*, *FI* și a circuitelor de decodare.

În primul caz se obține oscilograma din figura 19.24, *a*. Oscilograma 19.24, *b* pune în evidență răspunsul necorespunzător al etajului detector la frecvențe înalte (sau al circuitelor de dezaccentuare, respectiv al circuitului de decodare). Oscilograma 19.24, *c* se obține dacă circuitele de *FI* nu sînt aliniate corect, fapt ce provoacă importante distorsiuni de fază și implicit duce la diafonie între căi. Oscilograma 19.24, *d*, pune în evidență distorsiuni de amplitudine importante, datorită fie unei benzi de trecere insuficiente, fie tendinței de instabilitate a etajelor de *FI* (10,7 MHz).

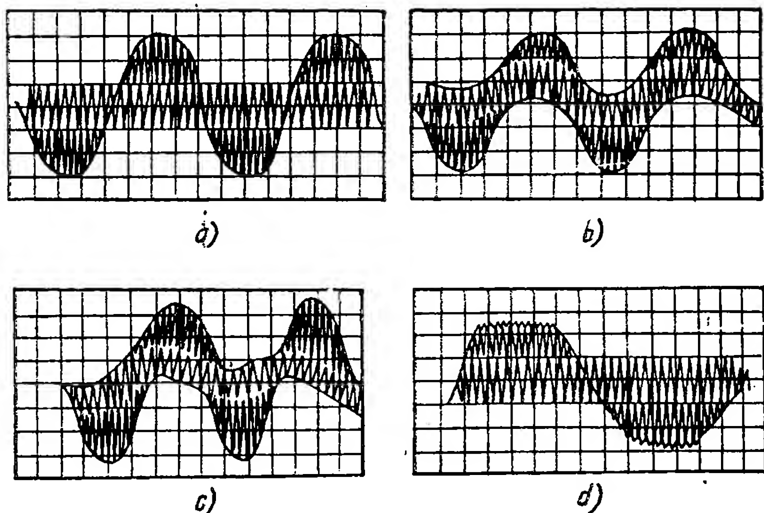


Fig. 19.24. Oscilograme ce reflectă comportarea circuitelor de *UIF*, *FI* și de decodare:

a – acordare corectă; *b* – răspunsul necorespunzător al circuitului de decodare al etajului detector la frecvențe înalte; *c* – alinierea greșită a circuitelor de *FI*; *d* – distorsiuni importante de amplitudine.

Alinierea circuitului de decodare constă în acordarea filtrului de 19 kHz pe frecvenţa pilot injectată în punctul *1* (figurile 19.22, *a*, *b*, *c*), adică la ieşirea din detectorul de raport. Aceasta se aplică indirect, modulînd în frecvenţă semnalul *UIF* cu 19 kHz. Se acţionează elementele reglabile pentru a obţine indicaţia de maxim a voltmetrului electronic conectat în punctul *2*) (fig. 19.22, *a*, *b*, *c*). Refacerea subpurtătoarei se controlează în punctele *3* (fig. 19.22, *a*, *b*) şi 4 (fig. 19.22, *c*). Rezonanţa circuitului pe frecvenţa de 38 kHz se obţine după indicaţia de maxim a voltmetrului electronic conectat în punctele *3* (fig. 19.22, *a*, *b*) şi *4* (fig. 19.22, *c*).

Dacă circuitul de decodare este prevăzut cu oscilator local, atunci se pune problema sincronizării acestuia. Lipsa de sincronizare se manifestă prin instabilitatea formei de undă şi prin diafonie pronunţată între căi.

Reglajul corect al frecvenţei oscilatorului se face prin sincronizarea acestuia cu semnal minim injectat la intrarea radioreceptorului. Pentru aceasta se reduce amplitudinea semnalului *UIF* treptat, în timp ce se ajustează succesiv elementele circuitelor de acord.

Reglarea nivelului minim de diafonie se face cu montajul prezentat în figura 19.25. Se procedează în felul următor :

— se aplică la intrarea radioreceptorului semnalul *UIF* vobulat cu semnal multiplex pentru o plajă de ± 45 kHz ;

— se modulează cu semnal de joasă frecvenţă o singură cale, şi anume calea din dreapta dacă se măsoară diafonia pe calea din stînga, şi invers pentru calea din dreapta (fig. 19.22, *a*, *b*, *c* punctele *5* şi *4*) ;

— semnalele de la ambele ieşiri se vizualizează simultan pe ecran, prin intermediul comutatorului electronic ;

— se acţionează elementele ajustabile ale circuitelor rezonante pentru frecvenţele de 19 kHz şi 38 kHz, pînă se obţine amplitudinea minimă a semnalului de joasă frecvenţă pe calea perturbată.

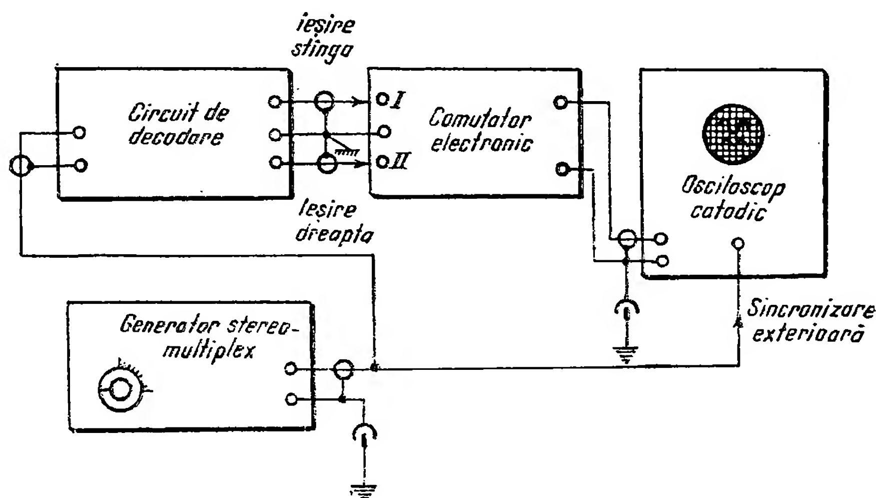


Fig. 19.25. Montaj pentru verificarea şi reglarea diafoniei dintre căi.

Figura 19.26, *a* constituie un exemplu tipic de diafonie pronunțată (curba de sus) iar oscilograma din figura 19.26, *b* corespunde unei diafonii minime (curba de jos).

Dacă osciloscopul de măsurare este echipat cu amplificator calibrat, nivelul se poate exprima direct în decibeli.

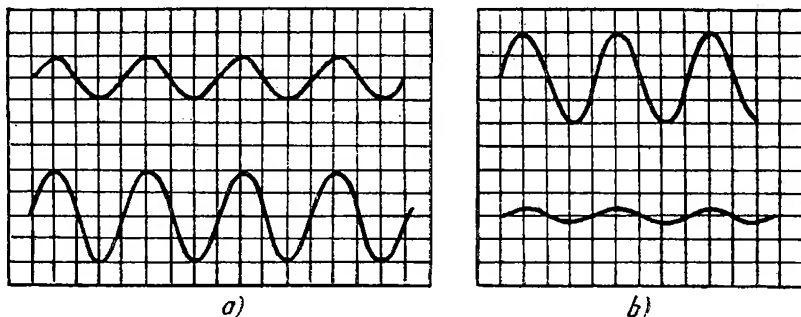


Fig. 19.26. Oscilograme pentru evidențierea diafoniei :
a — diafonie pronunțată între căi; *b* — diafonia foarte slabă.

Atenuarea de diafonie minimă impusă este de 20...25 dB.

Semnalele de 19 kHz și 38 kHz cu formă distorsionată, precum și micșorarea rezistenței inverse a diodelor din circuitul de decodare se manifestă acustic printr-un fluierat anormal și prin distorsiuni puternice.

Asimetria sinusoidei de la ieșirea căii pune în evidență funcționare incorectă a etajului de dublare a frecvenței (fig. 19.27).

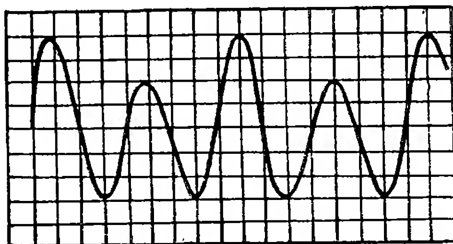


Fig. 19.27. Funcționarea incorectă a etajului de dublare a frecvenței.

F. DEPANAREA RADIORECEPTOARELOR CU DEFECTE DE CLASA „A" (AUDIȚIE NULĂ)

1. LOCALIZAREA DEFECTELOR

Nefuncționarea radioreceptorului este echivalentă unei sensibilități nule. Defectul, în acest caz, poate fi datorat oricărui etaj din radioreceptor. Acesta afectează fie lanțul *RF*, fie lanțul *AF*.

În primul caz, sensibilitatea nulă poate include lanțul *MA* și *MF*, sau numai lanțul *MA*, respectiv numai lanțul *MF*. În cadrul lanțului *MA* există

situații în care numai o anumită gamă sau mai multe game se comportă prin sensibilitate nulă.

Dacă sensibilitatea nulă aparține etajelor *AF*, atunci accesul către ieșire este întrerupt atît pentru lanțul *MA*, cît și pentru *MF*.

Localizarea defectului reclamă măsurări pe subansamble, în ipoteza că acesta nu provine dintr-un defect banal de întrerupere a unei siguranțe, cordon de alimentare, sau de epuizare a bateriilor de alimentare (în cazul radioreceptoarelor portabile). De altfel aceste defecte se trădează la o verificare sumară a radioreceptorului nealimentat (cu ohmmetrul), sau vizual, după fluorescența ecranului indicatorului optic de acord, eventual după luminozitatea filamentelor la tuburile electronice. Starea bateriilor se verifică în condiții de lucru pe sarcină artificială sau cu radioreceptorul nealimentat și apoi alimentat după valoarea tensiunii măsurate la bornele acestuia.

Fluorescența ecranului indicatorului optic de acord constituie un indiciu că etajul de alimentare (redresor) funcționează.

2. LOCALIZAREA TRONSONULUI DEFECT

Localizarea tronsonului defect pentru lanțul de *AF* se face în modul cel mai operativ cu ajutorul picupului, dacă radioreceptorul este prevăzut cu picup, sau în caz contrar cu indicatorul optic de acord.

Localizarea cu ajutorul picupului. Dacă audiția este normală la redarea unui disc (schimbătorul de game pe poziția *PU*), atunci defectul aparține etajelor de *RF*. În caz contrar lanțului *AF*.

Verificarea cu indicatorul optic de acord constă în conectarea antenei și acționarea butonului de selecție a posturilor. Dacă sectorul sau sectoarele fluorescente variază la trecerea de pe un post pe altul, înseamnă că lanțul de semnal de *RF*, inclusiv etajul demodulator, nu este întrerupt și că defectul aparține etajelor de *AF* (în caz contrar, lanțului de *RF*). Această verificare este condiționată de buna funcționare a indicatorului optic de acord.

Pentru tronsonul de *RF* metodica de localizare din aproape în aproape a defectului poate fi aplicată atît la lanțul de *MA* cît și la cel de *MF*. Dacă ambele lanțuri sînt întrerupte, atunci defectul va fi datorat în mod cert unei piese comune (tub, tranzistor, circuit de alimentare etc.). În caz contrar, verificările vor fi dirijate către piesele sau elementele specifice lanțului defect (de *MA* sau *MF*).

3. LOCALIZAREA ETAJULUI DEFECT

După localizarea tronsonului defect urmează localizarea etajului defect. În acest scop se recomandă *metoda injecției de semnal* pentru etajele de *AF*, deoarece controlul se poate face direct în difuzorul radioreceptorului și *metoda de urmărire a semnalului* pentru etajele de *RF* ca fiind mai operativă.

4. LOCALIZAREA PIESEI DEFECTE

Localizarea piesei la nivelul etajului reclamă suspectarea pieselor capabile să întrerupă lanțul de semnal (sensibilitate nulă). De cele mai multe ori măsurările întreprinse asupra regimului static de funcționare a

tubului sau a tranzistorului duc nemijlocit la localizarea piesei. În ipoteza că tubul sau tranzistorul nu este defect, lipsa de tensiune pe un electrod constituie un indiciu că un element serie este întrerupt sau unul derivaţie este în scurtcircuit.

La tronsonul de *RF* sensibilitatea nulă se poate datora unei alinieri şi acordări incorecte a circuitelor. În acest caz concură mai multe etaje, iar verificarea regimului static de funcţionare a tuburilor sau tranzistoarelor nu duce la rezultat şi devine de prisos. De astă dată se impune verificarea etajelor cu semnal, şi anume aplicarea metodei injecţiei de semnal concomitent cu acordarea circuitelor.

Numărul pieselor capabile să ducă la simptomul caracterizat prin audiţie nulă este foarte mare, aşa încît nu este cazul să se facă o înşiruire a acestora în cadrul capitolului. Rămîne ca depanatorul, după localizarea etajului sau a etajelor ce includ defectul şi după informaţiile dobîndite din măsurări, să restrîngă cît mai mult numărul pieselor susceptibile de defect.

5. ÎNLĂTURAREA DEFECTELOR

a. Verificarea pieselor

După localizarea pieselor la nivelul etajului, se va proceda la măsurarea parametrilor piesei presupuşi ieşiţi în afara toleranţelor, în scopul confirmării sau infirmării defectului. Dacă verificarea confirmă defectul, se va proceda, după caz, la repararea sau înlocuirea piesei.

Verificările minime la care piesele vor fi supuse sînt menţionate în cele ce urmează.

Rezistenţe fixe chimice. Se verifică rezistenţa electrică cu ohmmetrul. Se verifică starea fizică a rezistenţei.

Rezistenţe fixe bobinate. Se fac aceleaşi verificări ca şi la rezistenţele chimice. Se va acorda atenţie deosebită colierelor de contact de la terminalele rezistenţei.

Rezistenţe variabile chimice. Se verifică starea suprafeţelor lamelei cursorului şi a potcoavei rezistive. Se verifică rezistenţa electrică între terminale în timp ce se roteşte cursorul, rezistenţele variabile chimice sau bobinate se pot repara dacă defectul constă în îndepărtarea cursorului de suprafaţa potcoavei rezistive, sau dacă suprafaţa dintre lama cursor şi capsa rotor s-a oxidat. În primul caz se execută cambrarea lamei cursor, iar în al doilea caz se curăţă suprafeţele oxidate cu o lamă, după care se sudează cu cositor pe o suprafaţă mică.

Potenţiometre chimice. Se verifică starea fizică prin acţionarea rotorului. Dacă rotirea cere efort continuu înseamnă că s-a întărit sau murdărit unguentul dintre ax şi bucşa de ghidaj, iar dacă rotirea cere efort intermitent, înseamnă că s-a deformat lamela cursor. Se verifică cu ohmmetrul rezistenţa electrică între capete şi între fiecare capăt şi cursor. În condiţii normale de funcţionare, rezistenţa electrică trebuie să varieze continuu odată cu acţionarea cursorului. Repararea constă în spălarea cu alcool rafinat a bucşei şi a axului, după care acestea se ung cu vaselină neutră. Tot cu alcool rafinat se curăţă şi impurităţile existente pe potcoava rezistivă şi pe contactul cursor.

Condensatoare fixe ceramice, stiroflex și cu hîrtie. Se verifică la o punte de măsurat capacități sau la o punte universală capacitatea electrică și tangenta unghiului de pierderi. Se verifică rezistența de izolație între electrozi. Se verifică starea fizică a piesei, operație care constă în principal în cercetarea terminalelor (dacă sînt sau nu rupte sau dezlipite) și a stării corpului condensatorului.

Condensatoare electrolitice. Se verifică starea fizică a corpului și a terminalului (în special terminalul de plus), în sensul de a nu se deplasa terminalul la un efort mic din punctul de prindere. Se verifică capacitatea electrică și curentul de fugă. Se verifică rezistența de izolație cu ohmmetrul, respectîndu-se tensiunea de lucru și polaritatea bornelor. Curentul de fugă se verifică cu montajul din figura 19.28. Se variază tensiunea de verificare de la

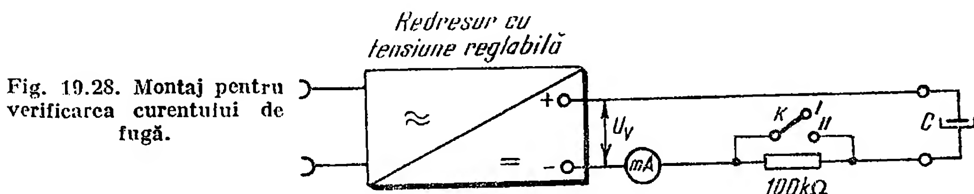


Fig. 19.28. Montaj pentru verificarea curentului de fugă.

redresor de la valori minime pînă la valoarea normală de lucru. Cu comutatorul *K* pe poziția I se lasă să se încarce condensatorul pînă ce miliampermetrul arată valoarea minimă. În momentul în care se trece *K* pe poziția II, miliampermetrul arată curentul de fugă I_f.

Condensatoare variabile. Se verifică starea fizică în timp ce se acționează axul rotorului. Se face verificarea electrică la scurtcircuit. Se face verificarea capacității fiecărei secțiuni. Dacă rotorul se mișcă greu înseamnă că unguentul s-a uscat sau s-a murdărit, sau lamelele rotorului freacă de stator, sau aripioarele pentru aliniere sînt deformate. Lamelele și aripioarele deformate se îndreaptă cu ajutorul unui cuțit cu o lamă de 0,3 mm, fără ca această operație să necesite deconectarea condensatorului din montaj. Scurtcircuitele dintre rotor și stator se verifică cu ohmmetrul. Lagărele se spală cu tetraclorură de carbon și la fel sistemul de angrenare, după care se ung cu vaselină neutră. Înlăturarea rugozităților și a corpurilor

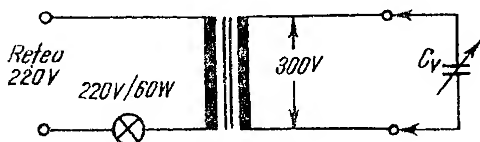


Fig. 19.29. Montaj pentru îndepărtarea rugozităților dintre plăcile condensatorului variabil cu aer.

fine dintre plăcile condensatorului variabil se execută cu montajul din figura 19.29. Operația constă în arderea scurtcircuitelor fine dintre plăci datorită scînteilor ce apar sub acțiunea tensiunii de 300 V odată cu acționarea rotorului.

Această operaţie presupune acţionarea rotorului prin intermediul unui buton izolant, pentru a proteja operatorul de electrocutare.

Condensatoare ajustabile. Se verifică starea fizică a condensatorului, control ce constă în observarea dielectricului (dacă este sau nu fisurat) şi a stratului de argint (dacă este sau nu exfoliat). Se verifică limitele de variaţie a capacităţii şi prezenţa scurtcircuitelor între armături.

Bobinele de radiofrecvenţă. Se verifică vizual terminalele bobinei (dacă nu sînt rupte) şi se controlează dacă bobina nu prezintă lovituri, dezizolări etc. Se verifică cu ohmmetrul continuitatea înfăşurărilor pe diferite game. Această verificare reclamă cercetarea circuitului în care este conectată bobina. Se verifică inductanţa la o punte de măsurare.

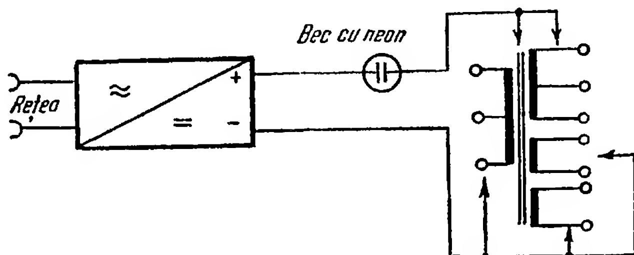


Fig. 19.30. Montaj pentru verificarea rezistenţei de izolaţie la transformatoare sau autotransformatoare.

Transformatoare şi autotransformatoare de reţea. Se verifică starea terminalelor fiecărei înfăşurări precum şi validitatea lipiturilor. Se verifică cu ohmmetrul continuitatea înfăşurărilor precum şi rezistenţa de izolaţie dintre înfăşurări (bobine) şi dintre înfăşurări şi tole, cu montajul prezentat în figura 19.30.

Repararea posibilă la un transformator nedemontat constă în lipirea terminalelor dezlipite. În celelalte cazuri, se înlocuieşte sau se rebobinează transformatorul.

Se verifică cu ohmmetrul continuitatea înfăşurărilor şi implicit, rezistenţa electrică. Se verifică raportul de transformare prin măsurări de tensiuni în primar şi în secundar ($n = U_p/U_s$). Se verifică valoarea inductanţei circuitului primar (cuprins între 5 şi 15 H).

b. Înlocuirea pieselor

Înlocuirea pieselor defecte nu se face la întîmplare. Se impune ca piesa sau piesele înlocuite să aibă parametrii electrici şi mecanici identici cu ai piesei sau pieselor indicate în documentaţia tehnică. În ceea ce priveşte parametrii mecanici, se vizează în general dimensiunile piesei.

Se ştie că spaţiul într-un radioreceptor este limitat şi că piesa trebuie să se integreze într-un ansamblu de circuite. Nerespectarea dimensiunilor poate duce la modificarea cuplajelor parazite, la încălzirea excesivă a altor piese etc.

La *înlocuirea rezistenţelor*, pe lîngă parametrii electrici amintiţi, se va respecta puterea de disipaţie şi toleranţele admise.

Pentru *înlocuirea condensatoarelor fixe* se recomandă următoarele : — tensiunea de lucru trebuie să corespundă condiţiilor de exploatare ;

— toleranţele şi coeficientul de temperatură trebuie să fie în limitele prescrise în documentaţia tehnică ;

Dacă nu se dă coeficientul de temperatură pentru condensatoarele ceramice, atunci acesta se va considera cuprins între $-33 \cdot 10^{-6}$ şi $-330 \cdot 10^{-6}$ 1/°C.

— nu se recomandă înlocuirea condensatoarelor ceramice cu condensatoare stiroflex în blocul *UUS*, din cauza inductanţei proprii prea mari pe care o prezintă ultimele (0,01   0,03 μH) ;

— lipirea condensatoarelor stiroflex în circuit se face potrivit indicaţiilor date la lipirea tranzistoarelor ;

— rezistenţa de izolaţie a condensatoarelor cu hîrtie trebuie să fie de cel puţin 300 MΩ ;

— nu se înlocuiesc condensatoarele ceramice din blocul *UUS* cu condensatoare de hîrtie, din cauza inductanţelor proprii prea mari ale ultimelor ;

— linia sau semnul care marchează unul din terminale se conectează la masă sau către sursa de alimentare (punctul rece).

Transformatorul sau autotransformatorul de reţea trebuie să livreze tensiunile necesare şi să corespundă puterii absorbite de radioreceptor. Transformatorul de ieşire trebuie să fie dimensionat pentru puterea de ieşire şi să asigure condiţiile de adaptare.

Tuburile şi tranzistoarele care înlocuiesc pe cele defecte sau uzate vor fi identice sau cu parametrii echivalenţi celor din schema de principiu.

G. DEPANAREA RADIORECEPTOARELOR CU DEFECTE DE CLASA „B“

(funcţionează cu performanţe reduse)

1. LOCALIZAREA DEFECTELOR

Această clasă de defecte reclamă măsurarea integrală a performanţelor radioreceptorului, şi în special a performanţelor electrice. Localizarea defectului apelează la cunoştinţele depanatorului privind legătura dintre performanţele globale şi performanţele etajelor şi dintre performanţele etajului şi modificarea parametrilor pieselor ce echipează radioreceptorul.

Prin conjugarea rezultatelor dobîndite din măsurări, se ajunge în mod direct la localizarea piesei defecte. Acestea sînt prezentate pe larg în fiecare capitol.

Analiza rezultatelor trebuie să consemneze :

— dacă este afectată o singură performanţă sau mai multe performanţe ;

— dacă performanţa afectată este specifică unui singur etaj sau mai multor etaje, eventual lanţului MA sau lanţului MF ;

— dacă performanţa sau performanţele afectate sînt în toleranţe sau în afara toleranţelor pentru fiecare tronson al lanţului de semnal.

Măsurările se fac iniţial pe global şi apoi se repetă pe tronsoane şi pe 1/2 din tronson, pînă la nivel de etaj. După localizarea tronsonului se face verificarea la jumătăţi de tronsoane. Dacă performanţa sau performanţele sînt în toleranţe, se exclude partea verificată şi se fac investigaţii asupra celorlalte părţi.

În cele ce urmează se dau două exemple de aplicare.

2. SELECTIVITATEA REDUSĂ PENTRU *MA* ŞI *MF*

Se măsoară selectivitatea în *FI* şi se constată că este în toleranţe. În acest caz defectul se datoreşte amplificatorului *RF* sau alinierii. Dacă este în afara toleranţelor, verificările ulterioare vor include *AFI* şi etajul demodulator.

3. DISTORSIUNILE DE FRECVENŢĂ MARI PENTRU *MA* ŞI *MF*

Se ridică caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de *AF*. Dacă valorile obţinute sînt în afara toleranţelor, defectul aparţine *AAF* şi se repetă măsurările pe jumătăţi de tronson, pînă la localizarea etajului. La nivelul etajului se verifică circuitele de cuplare şi circuitele de corecţie a tonului.

Dacă distorsiunile de frecvenţă nu sînt în toleranţe şi aparţin lanţului *MF*, se verifică circuitul de dezaccentuare.

Pentru lanţul *MA* distorsiunile se pot datora circuitelor de intrare, *ARF*, *AFI* sau etajului detector.

Se ridică din nou caracteristica de frecvenţă pentru *AFI*. Dacă performanţa este în afara toleranţelor, defectul revine *AFI* şi etajului detector. În continuare se repetă împărţirea pînă la localizarea etajului. În cadrul etajului se verifică banda de trecere a filtrelor de *FI*. Dacă performanţa este în toleranţe, defectul se datoreşte *ARF* şi circuitelor de intrare. Urmează ridicarea caracteristicii de frecvenţă pentru *ARF*. Dacă performanţa este în toleranţe, defectul aparţine circuitelor de intrare. Dacă este în afara toleranţelor, revine *ARF*.

Exemplele date trasează linia generală de urmat în cazul în care o singură performanţă este afectată.

Pentru cazul în care mai multe performanţe sînt reduse, se procedează la măsurarea performanţelor pe tronsoane şi apoi la suprapunerea etajelor capabile de defect. În continuare, prin procedeul de excludere se restrînge numărul de etaje în care defectul este localizat. Durata de depanare este scurtată mult dacă se face uz de osciloscop (mai ales la localizarea defectelor ce afectează mai multe performanţe).

Interpretarea corectă a oscilogramelor uşurează procesul de depanare şi poate duce direct la localizarea piesei defecte.

Radioreceptorul funcţionează cu performanţe reduse datorită defectării unor piese sau dezacordării circuitelor. Sînt frecvente cazurile cînd montarea şi demontarea pieselor pe cablajul imprimat se soldează cu exfolierea placatului de cupru şi a pastilelor de contact. În asemenea situaţii se procedează astfel :

— dacă s-a curăţat lacul protector de pe o porţiune de circuit imprimat se recomandă cositorirea acesteia pentru a nu se coroda sub acţiunea agenţilor atmosferici ;

— porţiunile de cablaj imprimat rupte se refac prin lipirea unei sîrme de conexiune (Ø = 0,5 mm) de-a lungul circuitului ;

— pastila de contact exfoliată se înlocuieşte cu o bucată de sîrmă blanc la capătul căreia se face un ochi după care sîrma se lipeşte pe cablajul imprimat cu ochiul în locul pastilei.

Pentru lipirea şi dezlipirea sîrmelor de conexiune se foloseşte acelaşi ciocan utilizat la lipirea şi dezlipirea tranzistoarelor.

H. DEPANAREA RADIORECEPTOARELOR CU DEFECTE DE CLASA „C"

(manifestări acustice anormale)

1. LOCALIZAREA DEFECTELOR

Manifestările acustice ale radioreceptoarelor îmbracă forme foarte variate. Acestea se datoresc în mare parte autooscilaţiilor, tendinţelor de autooscilaţie şi instabilităţii etajelor. Cauzele principale sînt : cuplaje parazite (ecranări şi conexiuni necorespunzătoare), constante de timp incorecte, puncte de conectare la masă alese greşit, circuite de filtrare necorespunzătoare pe liniile de alimentare anodică şi de filament etc.

Experienţa arată că nu există o metodă eficace de localizare rapidă a defectului în astfel de situaţii.

Dacă se corelează rezultatele dobîndite în măsurarea unor performanţe cu rolul pieselor în modificarea audiţiei şi se respectă o anumită metodologie, se poate totuşi ajunge într-un timp scurt la localizarea defectului. În acest caz osciloscopul catodic devine un intermediar avantajos între cauză şi efect, pentru instrumentarea fizică a fenomenului.

Sînt situaţii în care performanţele electrice sînt în toleranţe deşi nivelul sonor este redus şi însoţit de zgomote anormale. În acest caz se ridică caracteristica acustică de frecvenţă, deoarece se presupune că defectul provine de la sistemul acustic al radioreceptorului.

Oscilaţiile parazite şi tendinţele de autooscilaţie sînt specifice etajelor cu amplificare în combinaţie cu circuite pasive de reacţie. Astfel, etajul sau etajele se transformă în oscilator. Urmează să se localizeze lanţul de amplificare — reacţie.

Dacă oscilaţiile se produc în lipsa semnalului de la intrare, localizarea tronsonului se face prin reducerea la zero a volumului cu ajutorul potenţiometrului de volum. Dacă perturbaţiile persistă înseamnă că sediul acestora este în amplificatorul de *AF* (în caz contrar, în etajele de *RF*). Restrînge-

rea numărului de etaje se poate face în continuare (pentru radioreceptoarele echipate cu tuburi), prin scoaterea succesivă a tuburilor de la intrarea tronsonului către ieşire (metoda nu se aplică radioreceptoarelor universale). Rezultate bune se obţin prin utilizarea unui aparat de urmărire a semnalului.

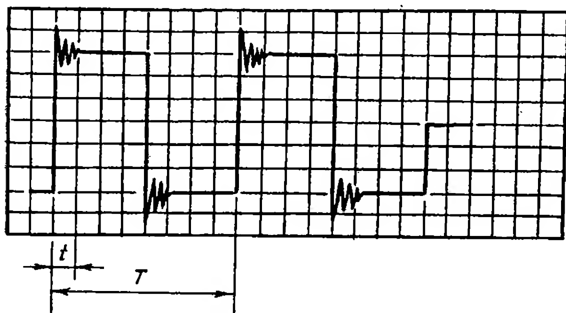


Fig. 19.31. Aprecierea frecvenţei oscilaţiilor parazite din *AAF* cu ajutorul semnalelor dreptunghiulare.

Tendinţele de autooscilaţie pot fi puse în evidenţă numai în prezenţa semnalului, prin ridicarea caracteristicii de frecvenţă sau prin vizualizarea formelor de undă la osciloscopul catodic.

Încercarea în impulsuri a amplificatorului de *AF* prezintă avantajul că se poate determina astfel şi frecvenţa oscilaţiilor provocate de *AAF*.

Dacă se obţine pe ecran oscilograma din figura 19.31 şi se cunoaşte frecvenţa de repetiţie f_r a impulsurilor, atunci frecvenţa oscilaţiilor parazite f_{op} se calculează cu relaţia :

$$f_{op} = f_r \frac{t}{T}.$$

În această formulă t şi T au semnificaţiile de pe figura 19.31 şi se măsoară pe ecranul osciloscopului catodic.

În amplificatorul de *AF* autooscilaţiile pot să apară numai dacă cuplajul parazit include două etaje (se asigură condiţia de fază) sau datorită buclei de reacţie care conţine piese cu valori necorespunzătoare sau în care este inversată înfăşurarea de reacţie (devine reacţie pozitivă). Dacă amplificatorul de *AF* este alcătuit din cel puţin 3 etaje, atunci bucla de reacţie pentru oscilaţiile parazite se poate închide pe căile de alimentare.

Fenomenul se datoreşte filtrelor de decuplare necorespunzătoare sau bateriilor epuizate, pentru radioreceptoarele portabile sau staţionare alimentate din baterii.

În majoritatea cazurilor se poate aprecia numărul etajelor incluse în bucla de reacţie pozitivă după mărimea frecvenţei de oscilaţie parazită. Astfel, dacă frecvenţa este plasată în mijlocul benzii audio, atunci sînt incluse două etaje. Dacă frecvenţele sînt situate la capetele benzii audio sau în afara acesteia, bucla de reacţie se închide de obicei pe trei etaje. Fenomenul de autooscilaţie constituie un indiciu de suspectare a elementelor din bucla de reacţie sau a altor elemente de circuit modificate, pentru care condiţia de stabilitate nu este asigurată la frecvenţele respective de oscilaţie.

Autooscilaţiile etajelor de *FI* sau *RF* se manifestă prin audiţie nulă (întreruperea lanţului de semnal, datorită mutării punctului de funcţionare

în clasa *C*) dacă coeficientul de reacţie este redus, sau prin fluierături puternice, eventual prin audiţie intermitentă (zgomot de motor) dacă coeficientul de reacţie este mare (amplificatorul de *AF* sau oscilatorul local funcţionează ca un oscilator autoblocat). Acest fenomen are loc de obicei la frecvenţele superioare din gamă, din cauza constantei de timp necorespunzătoare a circuitului de limitare a oscilaţiilor sau datorită nivelului semnalelor oscilatorului local.

Intrarea în oscilaţie a *AFI* este marcată de indicatorul optic de acord prin mărirea sectorului sau a sectoarelor luminoase de pe ecran chiar în absenţa semnalului. Acelaşi fenomen face ca zgomotele să fie amplificate mult în detrimentul semnalelor utile. Aceasta se explică prin amortizarea pronunţată a circuitelor acordate de către tubul etajului care oscilează, precum şi prin micşorarea pantei tubului sau a tranzistorului.

Localizarea etajului sau a etajelor transformate în oscilator, reclamă urmărirea buclei de reacţie. Pentru aceasta se va analiza schema de principiu şi posibilităţile de a transforma un etaj sau mai multe etaje în oscilator.

Această metodică presupune parcurgerea următoarelor etape :

— determinarea tipului de oscilator ;

— stabilirea punctelor calde şi reci din schemă ;

— urmărirea buclei de reacţie prin decuplarea punctelor calde la masă prin intermediul unui condensator de valoare corespunzătoare.

Dacă odată cu decuplarea punctului cald se modifică frecvenţa şi amplitudinea oscilaţiilor parazite, înseamnă că acesta aparţine circuitelor oscilatorului. Dacă oscilaţiile parazite dispar, de cele mai multe ori punctul cald aparţine buclei de reacţie.

De multe ori localizarea oscilaţiilor parazite se poate face după modificările de frecvenţă şi nivel, produse la acţionarea dispozitivelor de reglare ale radioreceptorului.

Dacă instabilitatea sau autooscilaţiile sînt datorate unor contacte nesigure (lipituri reci, contacte intermitente), atunci localizarea acestora se face lovind uşor cu un ciocan de cauciuc diversele piese.

Defectul este confirmat de piesa sau contactul care, lovit, provoacă zgomotul maxim.

Manifestările acustice ale radioreceptorului contribuie în mare măsură la localizarea etajului şi a piesei defecte. Aceste manifestări, ca şi legătura dintre acestea şi funcţionarea etajelor şi, în continuare, dintre funcţionarea etajului şi parametrii pieselor, sînt prezentate la sfîrşitul fiecărui capitol.

2. ÎNLĂTURAREA DEFECTELOR

Piesele presupuse defecte se verifică şi se înlocuiesc după indicaţiile date în paragrafele anterioare.

Audiţia necorespunzătoare se poate datora bobinei mobile a difuzorului (descentrată, deformată, spire în scurtcircuit, spire dezlipite de pe carcasă) sau mambranei (dezlipită, deformată, blocată etc.).

Dacă trebuie refăcută bobina mobilă se demontează difuzorul şi se rebobinează cu atenţie, folosind conductor cu acelaşi diametru şi un acelaşi număr de spire. Bobina refăcută se impregnează cu o soluţie de celuloid dizolvat în acetonă. Operaţia de centrare a bobinei se face prin interpune-

rea de distanțiere de celuloid (eventual peliculă de film cinematografic) între bobină și bolțul central al ansamblului magnetic al difuzorului. După strîngerea șuruburilor de fixare, distanțierele se scot. În timpul operației de centrare se va urmări ca în interior să nu pătrundă pilitură metalică sau alte corpuri străine. Îndepărtarea corpurilor străine din întrefier se face cu ajutorul unei hîrtii îmbibată cu vaselină, după care vaselina rămasă se șterge cu un tifon uscat.

Sînt cazuri frecvente cînd : nu se cunoaște valoarea piesei ce urmează să fie înlocuită (nu există documentație tehnică și nu se pot citi caracteristicile piesei pe corpul acesteia), depanatorul nu dispune de piesa respectivă sau piesa se înlocuiește cu alta echivalentă. În astfel de situații se impun unele verificări teoretice.

Astfel de verificări se impun în cazul schimbării tubului amplificator de *FI* cu altul care are alți parametri sau după acordarea circuitului rezonant conectat la anod (în ultimul caz, numai dacă circuitul are înfășurările cuplate prin inductanță mutuală).

La radioreceptoarele cu tranzistoare verificarea stabilității amplificatorului de *FI* se impune datorită reacțiilor interne importante pe care tranzistoarele le au și care sînt anulate (compensate) constructiv prin neutrodinare. Neutrodinarea se realizează de obicei cu condensatoare. Modificarea valorilor acestor capacități aduce *AFI* în stare de oscilație.

Controlul neutrodinării se face prin vizualizarea curbei de selectivitate la selectograf (fig. 19.32) sau, în lipsa selectografului, se ridică curba punct cu punct folosind un voltmetru electronic.

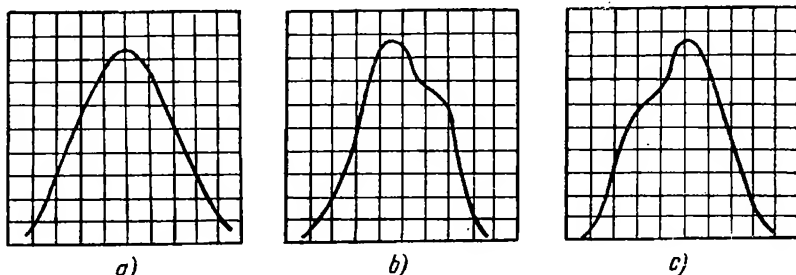


Fig. 19.32. Curbe de selectivitate pentru diferite neutrodinări : *a* — neutrodinare corectă ; *b* — neutrodinare redusă ; *c* — neutrodinare prea puternică.

Oscilațiile parazite pot să apară și din cauza unor decuplări sau polarizări defectuoase, precum și din cauza transformatoarelor de *FI* care au suferit modificări.

Înlocuirea elementelor de circuit, a unor tranzistoare și transformatoare de *FI* presupune pe lîngă racordarea corectă a circuitelor (bandă de trecere și selectivitate), verificarea neutrodinării și un calcul de verificare a stabilității *AFI*, folosind relația :

$$\gamma = \frac{2}{R_{in} \cdot R_{ic} \cdot S \cdot C_r \cdot 2\pi f_i}$$

în care :

γ este stabilitatea amplificatorului față de oscilații. Trebuie să fie cuprins între 2 și 5 ;

R_{in} este rezistenţa de intrare a tranzistorului, pentru o anumită conectare (BC sau EC);

R_{ie} — rezistenţa de ieşire a tranzistorului, pentru o anumită conectare (BC sau EC);

C_r — capacitatea de reacţie internă a tranzistorului, dintre bază şi colector;

f_i — frecvenţa intermediară de lucru;

S[mA/V] — panta tranzistorului.

Această verificare se impune dacă s-a înlocuit tranzistorul sau tranzistoarele din *AFI*. Cu această verificare se stabileşte şi necesitatea neutrodinării (dacă $\gamma < 2$).

La etajele neutrodinate înlocuirea transformatorului de *FI* poate duce la autooscilaţii parazite dacă înfăşurarea secundară nu este conectată în mod corespunzător. Aceasta se explică prin accentuarea efectului de reacţie dat de reacţia internă a tranzistorului. Ca remediu trebuie inversate terminalele înfăşurării secundare.

Prezenţa fluierăturilor cînd frecvenţa generatorului local este apropiată de f_i constituie un indiciu că blocul funcţional de *FI* nu are punct de masă, fie datorită conexiunilor, fie datorită lipiturilor. Se verifică punctele de masă, conectoarele şi lipiturile.

I. DEPANAREA RADIORECEPTOARELOR CU DEFECTE DE CLASA „D"

(defecte mecanice)

Dispozitivele mecanice de acţionare şi de comandă din radioreceptoare condiţionează în bună parte performanţele electrice. Modul de execuţie mecanică a pieselor, a cablajului şi de plasare a diferitelor piese influenţează în mod nemijlocit stabilitatea funcţionării radioreceptorului. Dispozitivele principale afectate de defecte mecanice sînt: mecanismul de scară pentru lanţul *MA*, *MF* sau *MA* şi *MF*; mecanismul de rotire a antenei de ferită, pentru radioreceptoarele staţionare; comutatorul de game; registrul de ton.

1. MECANISMUL DE SCARĂ ŞI DE ROTIRE A ANTENEI DE FERITĂ

a. Tipuri constructive

Sistemele de comandă a acordului sînt construite într-o gamă foarte largă de variante. În general se urmăreşte ca acestea să aibă o schemă cinematică cît mai simplă, să asigure selecţia posturilor fără dificultăţi şi cu o precizie cît mai bună. Sistemul de demultiplicare are un rol hotărîtor la selecţia posturilor, mai ales în gama de *US*, în care încap aproximativ 2 400 posturi de emisie. În acest fel la fiecare acţionare a butonului de acord cu 45′ se poate recepţiona un post. Dacă se ţine seama că pe *US* posturile sînd grupate în jurul anumitor frecvenţe, obţinerea selecţiei posturilor devine şi mai dificilă.

Sistemele de comandă a acordului mai des întîlnite în practică sînt următoarele:

— sistem de comandă a acordului cu antrenare separată a indicatorului de scară şi a condensatorului variabil (cu doi tamburi fig. 19.33, *a*);

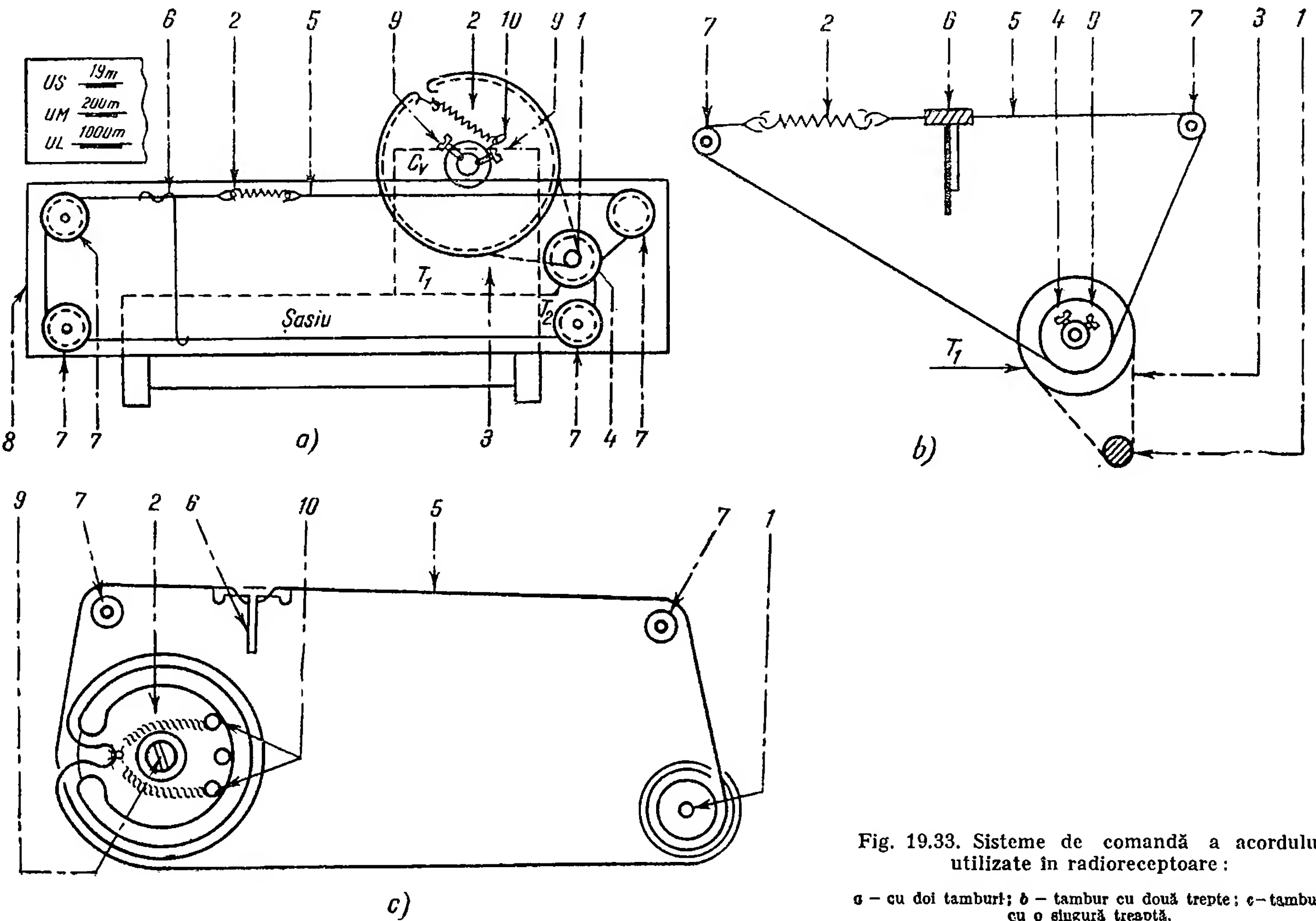


Fig. 19.33. Sisteme de comandă a acordului utilizate în radioreceptoare:

a – cu doi tamburi; b – tambur cu două trepte; c – tambur cu o singură treaptă.

— sistem de comandă a acordului cu un tambur cu două trepte (fig. 19.33, *b*);

— sistem de comandă a acordului cu un tambur cu o singură treaptă (fig. 19.33, *c*).

Notaţiile din schemele cinematice menţionate au următoarele semnificaţii :

1 — ax de acord; *2* — arc de întindere; *3* — sfoară de antrenare a tamburului; *4* — tambur pentru antrenarea acului indicator; *5* — sfoară pentru antrenarea acului indicator; *6* — ac indicator; *7* — scripeţi de ghidare; *8* — scară; *9* — şuruburi de strîngere a tamburului pe axul condensatorului variabil; *10* — puncte (ştifturi) de ancorare a arcurilor de întindere.

b. Defecte specifice mecanismului de scară

Defectele cele mai frecvente sînt :

— ruperea firului sau firelor flexibile de antrenare;

— încălecarea firului flexibil pe tambur sau pe axul de antrenare;

— ruperea, desprinderea sau slăbirea resoartelor spirale de întindere a firelor flexibile;

— slăbirea şuruburilor de fixare a tamburului pe axul condensatorului variabil sau pe axul sistemului de angrenare;

— deplasarea acului indicator pe firul flexibil.

La aceasta se adaugă slăbirea şuruburilor de strîngere a butonului de acord pe axul de antrenare.

c. Localizarea defectelor

Defectele mecanismului de scară şi de orientare a antenei de ferită se constată şi după efortul depus la acţionarea sistemului de comandă.

Dacă indicatorul de scară este căzut sau nu se deplasează odată cu acţionarea butonului de acord (fig. 19.33, *a*), dar se poate face selecţia posturilor, înseamnă că defectul aparţine resortului de întindere sau scripeţilor de ghidare a firului flexibil de antrenare a acului indicator.

Dacă acul indicator de scară poate fi acţionat însă nu poate face selecţia posturilor, atunci defectul revine firului flexibil de antrenare a tamburului (punct de control *3*, fig. 19,33), şuruburile de strîngere a tamburului pe axul condensatorului (punct de control *9*, fig. 19.33, *a* şi *b*).

Dacă se rupe firul flexibil de antrenare a acului indicator de scară, atunci selecţia posturilor se poate face deşi acul indicator nu se deplasează (punct de control *5*, fig. 19.33, *b*) sau sînt paralizate ambele comenzi (punct de control *5*, fig. 19.33, *c*).

Încălecarea firului flexibil pe tambur se constată după efortul suplimentar care trebuie depus la rotirea butonului de acord.

Slăbirea resoartelor se constată odată cu acţionarea butonului de comandă, prin aceea că firul flexibil patinează iar acordul şi deplasarea indicatorului de scară devine dificilă.

d. Înlăturarea defectelor

Înlocuirea firului flexibil constituie problema principală într-o defecțiune mecanică. Constructiv, firele flexibile sînt confecționate din fibre textile, mase plastice sau împletituri metalice (liță-diamant).

Dacă nu se cunoaște traseul firului și modul de montare, atunci se vor respecta următoarele reguli generale :

— înainte de înlocuire se va urmări lungimea totală și se va observa modul de înfășurare, iar dacă este posibil și numărul de spire pe diferiți tamburi. Prin aceasta se respectă demultiplicarea și acoperirea întregii scări;

— deplasarea indicatorului de scară trebuie să se facă către lungimi de undă mici (frecvențe ridicate), în timp ce condensatorul variabil se deschide (acord capacitiv) sau miezurile diamagnetice se deplasează către interiorul bobinelor (acord inductiv);

— sensul de rotire a butonului de acord să coincidă cu sensul de deplasare a acului indicator pe scară.

În general, pentru a ușura înlocuirea firului flexibil, în documentația tehnică sînt date detaliile de montare a acestuia.

Figurile 19.34, *a*, *b*, *c* sintetizează aceste detalii pentru acord *MA* (fig. 34, *a*), acord *MF* (fig. 19.34, *b*) și orientarea antenei de ferită (fig. 19.34, *c*).

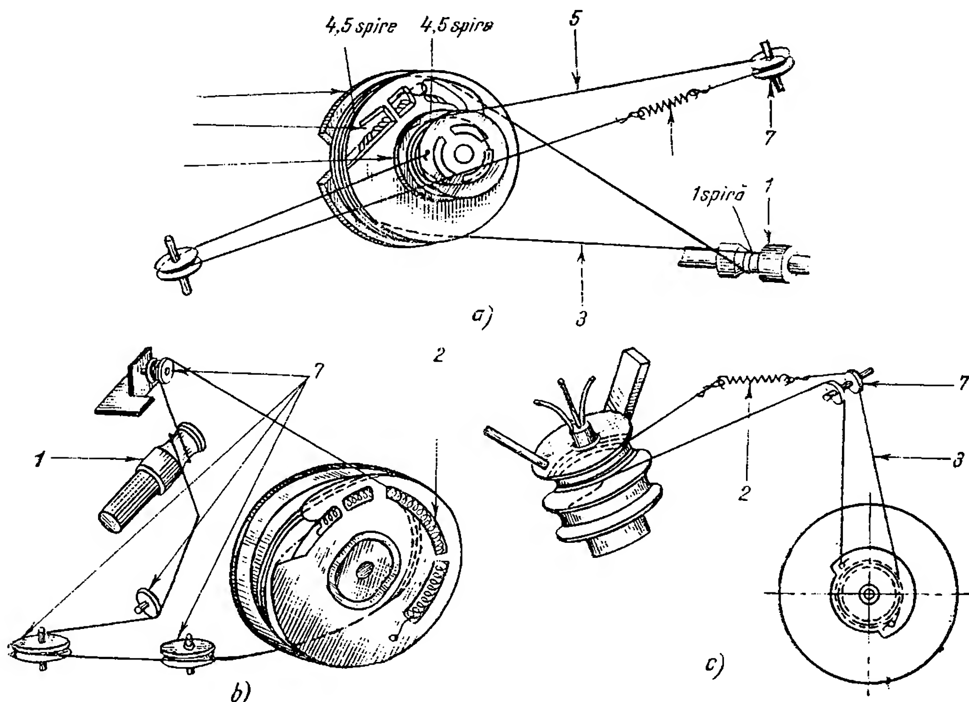


Fig. 19.34. Detalii de montare a sforii (firului flexibil)
a — acord *MA*; *b* — acord *MF*; *c* — orientarea antenei de ferită.

După montare se verifică :

— întinderea firului flexibil;

— să nu existe nici un scripete nefolosit;
— la deplasarea indicatorului pe scară sistemul de comandă să funcţioneze lin şi fără blocări;
— parcurgerea întregii scări la rotirea condensatorului variabil între valorile limită;
— corespondenţa postului recepţionat cu acela indicat pe scară sau corespunzător frecvenţelor de etalonare.

Dacă firul patinează pe axul cu diametrul mic (nu se asigură transmiterea comenzii), urmează ca acesta să fie înfăşurat de mai multe ori pe ax.

După înlocuirea firului urmează fixarea provizorie a acului indicator şi, în continuare, poziţionarea acestuia în dreptul frecvenţelor de reper, după care se fixează definitiv.

2. COMUTATORUL DE GAME ŞI DE REGISTRU DE TON

a. Tipuri constructive

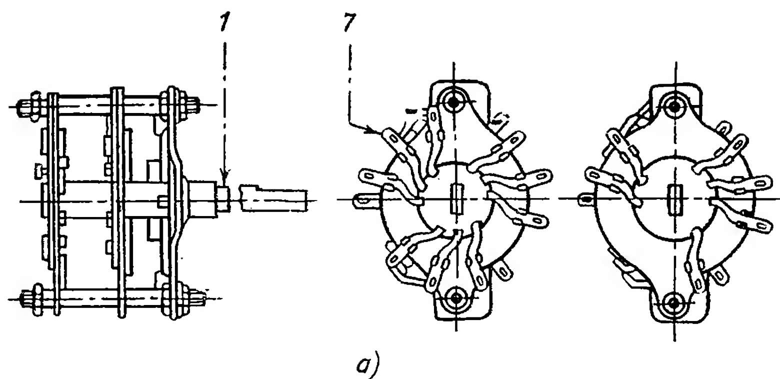
Radioreceptoarele de construcţie mai veche sînt echipate cu comutatoare prevăzute cu axe cu came şi contacte stabilite prin presiune sau cu comutatoare rotative cu discuri, tip universal (fig. 19.35, *a*).

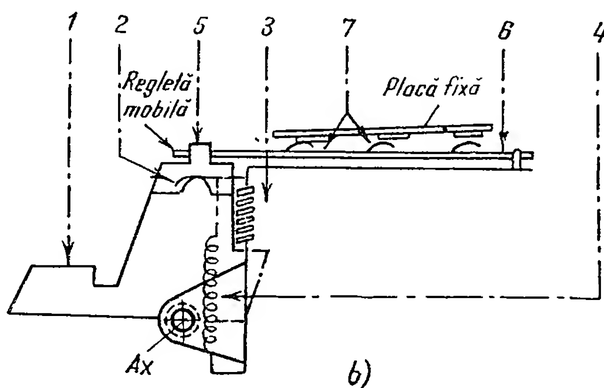
Radioreceptoarele de construcţie nouă sînt prevăzute cu comutatoare cu claviatură cu contacte alunecătoare (fig. 19.35, *b*) sau cu contacte stabilite prin presiune (fig. 19.35, *c*). La acestea se adaugă şi comutatoarele de gamă cu claviatură şi contacte cuţit.

b. Defecte specifice comutatoarelor de game

Comutatorul asigură trecerea de pe o gamă de undă pe alta prin rolul pe care îl îndeplineşte în radioreceptor, el este una din piesele cele mai solicitate şi ca urmare probabilitatea de detectare este mai mare. Defectele întîlnite mai des sînt:

— blocarea axului rotor (fig. 19.35, *a*) punct de control *1*) datorită deformării contactelor fixe sau mobile sau a îmbîcsirii cu murdărie a lagărelor;
— blocarea clapei sau clapelor datorită apăsării mai multor clape simultan (fig. 19.35, *b*, punct de control *1*) sau datorită slăbirii arcului de readucere în poziţie iniţială;
— nerevenirea în poziţie de repaus a clapei apăsate, cînd se acţionează o altă clapă (schimbarea gamei), din cauza slăbirii arcului de revenire (punct de control *3*, fig. 19.35, *b*) sau din cauza frecării prea mari dintre contactele fixe şi cele mobile;
— revenirea după apăsare a clapei, din cauza tijei opritor;
— contacte nesigure, datorită defectării pieselor de poziţionare (fig. 19.35, *a*) sau a blocării tijei opritor (fig. 19.35, *c*, punct de control *2*);
— murdărirea sau oxidarea contactelor fixe sau mobile;
— modificarea elasticităţii lamelelor de contact datorită obosirii materialului (fig. 19.35, *b* şi *c* punctul *7*);
— joc prea mare în locaşul de prindere a lamelelor de contact, din cauza lipiturilor repetate efectuate pe conexiunile plasate pe regletele din material plastic.





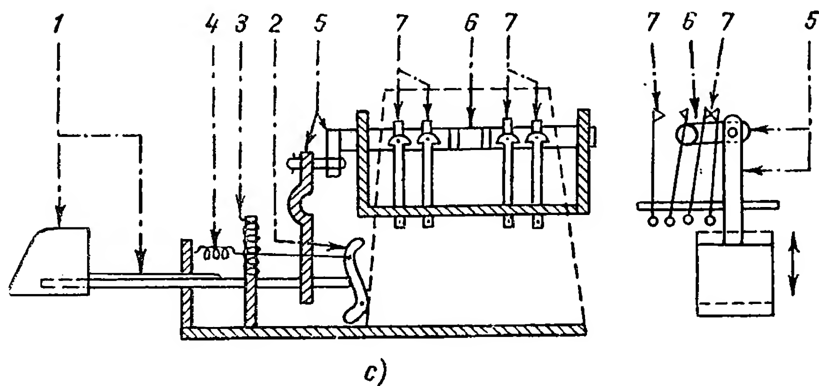


Fig. 19.35. Comutatoare de game:
a — rotativ tip universal; *b* — cu claviatură și contacte alunecătoare; *c* — cu claviatură și contacte stabilite prin presiune.

c. Localizarea defectelor

Localizarea defectelor mecanice se face prin manevrarea comutatorului pe toate gamele de undă, fie prin rotire, fie prin apăsarea clapelor.

Mărirea forței de apăsare sau de rotire a butonului precum și sunetul caracteristic produs la trecerea de pe o gamă pe alta constituie indicii de funcționare corectă sau incorectă a comutatorului.

Starea fizică a contactelor, a lamelelor de contact, a resoartelor, ca și rămînerea clapei pe poziție de lucru, sînt manifestări ce ajută la localizarea defectului.

Verificarea electrică a contactelor se face cu ohmmetrul pe perechi de contacte din grupe de comutare și pe fiecare gamă. Un contact sigur stabilit înseamnă rezistența zero, iar un contact deschis — rezistență infintă dacă verificarea se face pe circuite deschise. În cazul contrar, se măsoară valoarea rezistenței circuitului. Dacă ohmmetrul arată rezistență infinită în ambele cazuri, pot exista următoarele defecte :

— contactul mobil este desprins de pe regletă ;

— regleta mobilă este blocată sau se deplasează numai pe o porțiune de cursă ;

— contactul fix este deformat sau nu mai arcuiește ;

— contactele sînt oxidate sau îmbîcsite cu murdărie.

În timpul verificărilor, ohmmetrul se comută pe scara cea mai mică.

d. Înlăturarea defectelor

Curățirea contactelor se face cu ajutorul unei pensule sau cu o bucată de vată înmuiată în alcool sau tetraclorură de carbon. Benzina se poate folosi numai la comutatoarele la care materialele izolante sînt din pertinax, ceramică sau alte materiale izolante, insolubile în benzină.

În timpul operației de curățire, comutatorul va fi acționat pe toate gamele în scopul îndepărtării prafului și oxizilor.

Se va avea grijă să nu se producă ruperea firelor de legătură la bobine, să nu se deplaseze miezurile bobinelor, șuruburilor de reglaj ale condensatoarelor ajustabile etc.

Dacă curățirea s-a făcut cu benzină se va evita punerea sub tensiune a radioreceptorului înainte de evaporarea totală a benzinei din cauza pericolului de incendiu (provocat de scînteile ce pot avea loc la stabilirea și ruperea contactelor).

Arcuirea contactelor se execută prin cambrarea lor (punct de control 7, fig. 19.35, *b* și *c*).

Deblocarea tijei opritor ca și asigurarea forței de revenire în poziție de repaus, necesită reașezarea tijei în ghidaje și prinderea arcului ei (punct de control *2* și *4*, fig. 19.35, *c*).

Contactele care și-au pierdut elasticitatea se înlocuiesc. Pentru aceasta se dezlipesc conexiunile, se scoate tija opritor, apoi regleta mobilă, se taie contactul de la ghiarele de oprire. Se introduce un contact nou în locul celui defect, după care urmează operațiunile de montare, în ordine inversă.

Dacă defectul afectează resoartele spirale, plăcuțele cu contacte, clapele etc., se recomandă schimbarea lor.

După repararea și curățirea pieselor mecanice, se impune ungerea locului de frecare din ghidaje și de la pîrghii, cu ulei de ceasornicărie.

38—c. 496

J. ETAPA FINALĂ A DEPANĂRII. CONCLUZII

Depanarea radioreceptoarelor presupune o muncă metodică care contribuie la localizarea defectului (inclusiv a piesei defecte) printr-un număr minim de măsurări și ca atare într-un timp minim. Depanarea radioreceptoarelor pe criterii științifice reclamă următoarea ordine :

— verificarea sumară a radioreceptorului nealimentat ;

— localizarea defectului la nivelul tronsonului sau al etajului ;

— stabilirea piesei (pieselor) defecte și a cauzei care a condus la deteriorare.

În succesiunea logică dată, se vor efectua următoarele operații :

— determinarea defectului, fie prin măsurări obiective (de performanțe), fie subiectiv, prin aprecierea performanțelor sau după manifestările acustice ale radioreceptorului ;

— localizarea piesei defecte în mod direct, corelînd rezultatele măsurărilor cu modificările parametrilor piesei, sau în mod probabilistic, restrîngînd numărul măsurărilor prin împărțirea lanțului de semnal în tronsoane, etaje și elemente de circuit, ultimele pe grupe de funcțiuni electrice ;

— repararea sau, după caz, înlocuirea piesei (sau pieselor) defecte numai după măsurarea parametrilor acesteia și după stabilirea și înlăturarea cauzei care a condus la defecțiune ;

— montarea sau introducerea în radioreceptor a piesei reparate sau cu performanțe reduse, dacă posesorul consideră mulțumitoare funcționarea cu piese originale ;

— încercarea de durată, în care radioreceptorul este supus unor șocuri mecanice, în scopul punerii în evidență a fenomenului de microfonie, a scurtcircuitelor, defecțiunilor în tuburile electronice, a defectelor tehnologice (lipituri reci), contactele slabe etc. ;

— verificarea calității reparației, care implică refacerea tuturor măsurărilor de performanțe și confruntarea lor cu valorile din prospect.

Modificările aduse montajului trebuie incluse în documentația care însoțește radioreceptorul (schema de principiu).

După determinarea defectului, adică după primele rezultate obținute obiectiv sau subiectiv, eventual numai prin verificarea sumară, radioreceptorul poate fi încadrat în următoarele clase de defecțiuni ;

— radioreceptorul are sensibilitate nulă pe toate gamele sau pe anumite game de undă (audiție nulă) ;

— radioreceptorul funcționează cu performanțe reduse ;

— radioreceptorul prezintă defecțiuni mecanice.

Clasificarea dată conține în esență metoda optimă de depanare, de maximă generalitate, ce nu pleacă de la defectele etajului, ci de la simptom ca formă obiectivă sau subiectivă de manifestare a radioreceptorului.

CUPRINS